



Prise en compte des incertitudes dimensionnelles introduites par les procédés de fabrication dans les modèles numériques de machines électriques

Sijun Liu

► To cite this version:

Sijun Liu. Prise en compte des incertitudes dimensionnelles introduites par les procédés de fabrication dans les modèles numériques de machines électriques. Energie électrique. Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, 2015. Français. <NNT : 2015ENAM0035>. <tel-01313321>

HAL Id: tel-01313321

<https://pastel.archives-ouvertes.fr/tel-01313321>

Submitted on 9 May 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

École doctorale n° 432 : Sciences des Métiers de l'ingénieur

Doctorat ParisTech

T H È S E

pour obtenir le grade de docteur délivré par

l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers

Spécialité “ Génie électrique ”

présentée et soutenue publiquement par

Sijun LIU

23 Novembre 2015

**Prise en compte des incertitudes dimensionnelles introduites
par les procedes de fabrication dans les modeles numeriques
de machines electriques**

Directeur de thèse : **Stéphane CLENET, L2EP**

Co-encadrement de la thèse : **Thierry COOREVITS, MSMP**

Responsable scientifique industriel : **Jean-Claude MIPO, VALEO**

Jury

M. Serge Samper, Professeur des Universités, Université de Rennes 1
M. Jérôme Cros, Professeur des Universités, Université Laval
M. Benoit Delinchant, Maitre de conférences HDR, Université Joseph Fourier
M. Vincent Lanfranchi, Professeur des Universités, UT Compiègne
M. Stéphane Clenet, Professeur des Universités, Arts et Métiers Paristech
M. Thierry Coorevits, Maitre de Conférences, Arts et Métiers Paristech
M. Jean-Claude Mipo, Ingénieur de Recherches, VALEO E.E.M

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Examineur

Table des matières

Introduction générale	10
1 Chapitre 1 : Contexte et état de l'art.....	14
1.1 Présentation de l'alternateur à griffes et procédés de fabrication	14
1.1.1 Structure de l'alternateur à griffes de VALEO	14
1.1.1.1 Le stator.....	15
1.1.1.2 Le rotor à griffes.....	16
1.1.1.3 Le pont redresseur et le régulateur.....	16
1.1.1.4 Le carter	17
1.1.2 Cahier des charges de l'alternateur à griffes	17
1.1.2.1 Caractéristique à vide	17
1.1.2.2 Caractéristique en charge.....	18
1.1.3 Procédés de fabrication de l'alternateur à griffes.....	19
1.1.3.1 Fabrication du stator.....	19
1.1.3.2 Fabrication du rotor	20
1.2 Impact des procédés de fabrication.....	20
1.2.1 Effets de l'excentricité du rotor sur les performances de la machine	21
1.2.2 Impact des procédés de fabrication	22
1.2.2.1 Impact sur les matériaux	22
1.2.2.2 Impact sur la géométrie	22
1.3 Conclusion.....	23
2 CHAPITRE 2 : Métrologie	24
2.1 Introduction à la métrologie tridimensionnelle.....	24
2.1.1 Présentation de la machine à mesurer tridimensionnelle	24
2.1.2 Fonctionnement du palpeur.....	25
2.1.3 Correction du rayon de bille pour une surface « simple ».....	26
2.1.4 Correction du rayon de bille pour une surface « complexe ».....	27
2.2 Démarche expérimentale.....	29
2.2.1 Concept de remontage virtuel.....	29
2.2.2 Démontage et références	29
2.2.3 Plan d'expérience et traçabilité documentaire	31
2.3 Mise en place du repère de référence	32

2.3.1	Présentation du principe de construction des repères	32
2.3.2	Détermination du système de coordonnées du stator.....	33
2.3.3	Détermination du système de coordonnées du carter	33
2.3.4	Détermination du système de coordonnées du rotor.....	34
2.3.5	Assemblage virtuel	35
2.3.5.1	Assemblage virtuel entre le stator et le carter	35
2.3.5.2	Assemblage virtuel entre le rotor et les autres deux parties	36
2.3.6	Processus de mesure.....	37
2.4	Présentation des résultats bruts	38
2.4.1	Résultats de mesure sur les rotors	38
2.4.1.1	Effet de la peinture.....	38
2.4.1.2	Mesure de la rectitude sur chaque griffe	39
2.4.2	Résultats de mesure sur les stators	40
2.4.2.1	50 stators démontés de l'alternateur à griffes	40
2.4.2.2	Procédure de mesure sur les 10 stators bobinés et les 10 stators non bobinés	43
2.4.3	Assemblage	47
2.4.3.1	Position du centre de la bague du carter	47
2.4.3.2	Position du centre de la portée extérieure du roulement du stator	48
2.5	Conclusion.....	49
3	Chapitre 3 : Modélisation paramétrique d'imperfection géométrique.....	50
3.1	Modélisation de l'excentricité	50
3.1.1	Représentation de l'excentricité	50
3.1.2	Présentation du modèle.....	53
3.2	Déformation du stator.....	55
3.2.1	Méthode des moindres carrés et transformation de Fourier discrète	55
3.2.2	Les harmoniques des stators	59
3.2.2.1	Les harmoniques des stators non bobinés	60
3.2.2.2	Les harmoniques des stators bobinés	62
3.2.2.3	Les harmoniques des stators insérés dans l'alternateur	63
3.2.3	Réduction du modèle par les harmoniques principaux	65
3.2.4	Réduction du modèle des harmoniques principaux par des polynômes	69
3.2.4.1	Traitement de l'harmonique 0 comme une constante	70

3.2.4.2	Elimination de l'harmonique 4.....	71
3.2.4.3	Traitement de l'harmonique 6 par un polynôme du second degré	72
3.2.4.4	Traitement de l'harmonique 12 par un polynôme du second degré	73
3.2.4.5	Traitement de l'harmonique 18 par un polynôme du second degré	75
3.2.5	Bilan sur la réduction du nombre de paramètres pour le stator	76
3.2.6	Evaluation de la perte d'informations liée à la réduction du nombre de paramètres	76
3.3	Déformation du rotor	78
3.3.1	Modèle à 24 paramètres pour la forme des griffes, lot 4	78
3.3.2	Réduction du modèle à 4 paramètres	79
3.3.3	Précision du modèle du rotor	80
3.3.4	Analyse pour l'ensemble des lots	80
3.4	Conclusion.....	81
4	CHAPITRE 4 : Propagation d'incertitude.....	82
4.1	Méthodes de propagation d'incertitude.....	82
4.2	Présentation générale	83
4.3	Etape A : Développement du modèle de la machine à griffes	84
4.3.1	Equations à résoudre.....	85
4.3.2	Formulation en potentiel	86
4.3.3	Machine à griffes : la géométrie, le maillage et les caractéristiques matériaux.....	87
4.3.4	Prise en compte des imperfections géométriques	89
4.3.5	Simulation de la machine idéale	90
4.4	Etape B : Modélisation des données d'entrée incertaines.....	93
4.4.1.1	Test d'indépendance	93
4.4.1.2	Détermination des lois probabilistes.....	96
4.4.1.3	Etude de la corrélation	99
4.5	Etape C : Propagation des incertitudes.....	103
4.6	Etape D : Exploitation des résultats.....	104
4.6.1	Influence de l'excentricité.....	104
4.6.1.1	Influence de l'excentricité sur FEM	105
4.6.1.2	Influence de l'excentricité sur le couple	107
4.6.2	Influence de la déformation du stator.....	109

4.6.2.1	Etude de la FEM.....	110
4.6.2.2	Etude du couple.....	115
4.6.3	Influence de la déformation du stator et l'excentricité	118
4.6.3.1	Etude de la FEM.....	119
4.6.3.2	Etude du couple.....	120
4.6.4	Synthèse.....	122
4.7	Conclusion.....	123
Conclusion et perspectives		124

Liste des figures

Figure 1 Synoptique du calcul d'incertitudes	11
Figure 2 L'alternateur dans son environnement.....	14
Figure 3 Vues de l'alternateur.....	15
Figure 4 Le stator	16
Figure 5 Le rotor de l'alternateur à griffes	16
Figure 6 Palier de l'alternateur à griffes.....	17
Figure 7 Caractéristique à vide (le valeur efficace de FEM en fonction du courant d'excitation)	17
Figure 8 Caractéristique en charge pour un courant d'excitation de 1A	18
Figure 9 Caractéristique en charge pour un courant d'excitation 4A.....	18
Figure 10 Différentes étapes de fabrication du stator	19
Figure 11 Les procédés pour l'assemblage des rotors.....	20
Figure 12 Trois types d'excentricité.....	21
Figure 13 Machine à mesurer tridimensionnelle	24
Figure 14 Dispositif de mesure à la volée (crédit RENISHAW)	25
Figure 15 La surface mesurée et la surface réelle	26
Figure 16 Palpage d'un cercle en six points.....	27
Figure 17 Notion d'écart suivant la normale.....	28
Figure 18 Extrait d'un fichier de préparation de la mesure en commande numérique	28
Figure 19 Le stator n'est pas solidaire du carter.....	29
Figure 20 Trois éléments après démontage	30
Figure 21 La goupille et l'alésage.....	30
Figure 22 Assurer la traçabilité documentaire	31
Figure 23 Définition du système de coordonnées	32
Figure 24 La référence du stator	33
Figure 25 La référence du carter.....	34
Figure 26 Le système de références du rotor.....	35
Figure 27 Assemblage virtuel entre le stator et le carter.....	35
Figure 28 Centre de la bague ($X2_b, Y2_b, Z2_b$) du roulement et centre de la portée ($X1_b, Y1_b, Z1_b$).....	36
Figure 29 La mesure réalisée à l'intérieur du stator	37
Figure 30 Mesure de rectitude sur chaque griffe.....	37
Figure 31 L'épaisseur de la peinture du rotor (Lot 3 Numéro 1).....	38
Figure 32 Ecart suivant la normale par rapport à l'axe du rotor (Lot 4 Numéro 5) pour les roues avant et arrière	39
Figure 33 Ecart suivant la normale par rapport à l'axe du rotor (Lot 1 Numéro 3).....	39
Figure 34 16 relevés de couche du stator (Lot 4 Numéro 4).....	40
Figure 35 Les relevés des couches (1, 8, 16) du stator	41
Figure 36 Les 6 soudures et les 4 vis	41
Figure 37 Présentation des erreurs des 36 rayons et des erreurs des 18 diamètres.....	42
Figure 38 Les deux stators (Lot 3 Numéro 3 et 8) ne sont pas collés après le démontage lors de la mesure	42

Figure 39 Référence du stator non bobiné.....	43
Figure 40 Bobine préformée avant insertion et stator bobiné.....	43
Figure 41 Ecart sur un stator bobiné (Lot stator bobiné Numéro 1)	44
Figure 42 Stator bobiné (Lot stator bobiné Numéro 1) en coordonnées polaires	44
Figure 43 Le stator non bobiné.....	45
Figure 44 Ecart sur le stator non bobiné (Lot stator non bobiné Numéro 4).....	45
Figure 45 Les erreurs du rayon du stator non bobiné (Lot stator non bobiné Numéro 4) présentées en coordonnées polaire	46
Figure 46 Déformation générale du stator selon les procédés de fabrication.....	46
Figure 47 Le centre de la bague du carter.....	47
Figure 48 Le centre de la bague du carter des 50 machines	48
Figure 49 Le centre de la portée du stator.....	48
Figure 50 Le centre de la portée du stator des 50 machines	49
Figure 51 Définition des trois axes	51
Figure 52 Représentation des trois axes et des points M_{s1} , M_{s2} , M_{r1} , M_{r2}	51
Figure 53 Répartition des points M_{s1} et M_{r1} pour les 5 lots	52
Figure 54 Répartition des points M_{s2} et M_{r2} pour les 5 lots.....	53
Figure 55 Représentation des 3 axes quand les variables dans le plan $P1$ sont négligées.....	53
Figure 56 Modélisation de l'excentricité	54
Figure 57 Trois types d'excentricité.....	54
Figure 58 Modèle probabiliste.....	55
Figure 59 Facteur de covariance.....	57
Figure 60 Les 3 types de déformation du stator correspondent aux différents harmoniques	59
Figure 61 Ecart des rayons du stator non bobiné pour les 16 couches (Lot stator non bobiné Numéro 1)	60
Figure 62 Ecart des rayons du stator non bobiné pour les 16 couches en 3D (Lot stator bobiné Numéro 1) ...	60
Figure 63 Première couche du stator non bobiné (Lot stator non bobiné Numéro 1)	61
Figure 64 La 11 ^{ème} couche du stator non bobiné (Lot stator non bobiné Numéro 1)	61
Figure 65 Ecart du stator bobiné pour les 16 couches (Lot stator bobiné Numéro 3)	62
Figure 66 Ecart des rayons du stator bobiné pour les 16 couches en 3D (Lot stator bobiné Numéro 3)	62
Figure 67 La première couche du stator bobiné (Lot stator bobiné Numéro 3)	63
Figure 68 La 11 ^{ème} couche du stator bobiné (Lot stator bobiné Numéro 3)	63
Figure 69 Ecart mesuré sur le stator inséré pour les 16 couches (Lot 5, Numéro 1)	64
Figure 70 Modélisation de la 1 ^{ère} couche du stator démonté de l'alternateur à griffes (Lot 5, Numéro 1)	64
Figure 71 Modélisation de la 11 ^{ème} couche du stator démonté de l'alternateur à griffes (Lot 5, Numéro 1)	64
Figure 72 Les harmoniques 0~18 selon les différentes couches en 3D.....	65
Figure 73 Ecart reconstruits grâce aux harmoniques principaux (Lot 4, Numéro 4)	67
Figure 74 Précision du modèle construit grâce aux harmoniques principaux des 5 lots	68
Figure 75 Réduction du modèle des harmoniques principaux par des polynômes selon Z	69
Figure 76 Le coefficient de l'harmonique 0 des 16 couches d'un stator (Lot 4, Numéro 4).....	69
Figure 77 Les coefficients de l'harmonique 0 des 16 couches des stators pour les 5 lots	70

Figure 78 Les coefficients de l'harmonique 4 (partie cosinus) des 16 couches des stators pour les 5 lots	71
Figure 79 Les coefficients de l'harmonique 6 (partie cosinus) des 16 couches des stators pour les 5 lots	72
Figure 80 Les coefficients de l'harmonique 12 (partie sinus) des 16 couches des stators pour les 5 lots	73
Figure 81 Les coefficients de l'harmonique 12 (partie cosinus) des 16 couches des stators pour les 5 lots	74
Figure 82 Les coefficients de l'harmonique 18 (partie cosinus) des 16 couches des stators pour les 5 lots	75
Figure 83 Comparaison des erreurs des couches 1, 4, 9, 15 du stator (Lot 4, Num éro 4) entre les écarts mesurés, mod èle des harmoniques principaux et mod èle r éduit selon Z	76
Figure 84 Pr écision du mod èle r éduit selon Z (10 param ères) pour les 5 lots du stator.....	77
Figure 85 Illustration des écarts mesurés sur la roue polaire arrière et la roue polaire avant d'un rotor (Lot 4, num éro 4).....	78
Figure 86 Illustration des écarts mesurés et le modèle avec 24 paramètres d'un rotor (Lot 4, numéro 4)	79
Figure 87 Illustration des écarts mesurés pour le modèle avec 24 paramètres et pour le modèle avec 4 paramètres d'un rotor (Lot 4, numéro 4).....	79
Figure 88 Illustration des écarts mesurés pour le modèle avec 24 paramètres et pour le modèle avec 4 paramètres d'un rotor (Lot 4, numéro 4)	80
Figure 89 Pr écision du modèle avec 24 paramètres et avec 4 paramètres.....	80
Figure 90 Profil des griffes pour la machine 4 du lot 2 (Etaples), machine 4	81
Figure 91 Description des quatre étapes nécessaires pour établir une comptabilité du modèle des incertitudes (approche stochastique).....	84
Figure 92 G éométrie de pièce àmod édifier et son maillage en éléments finis	85
Figure 93 La g éométrie de la machine à griffes	87
Figure 94 Le maillage de la machine.....	88
Figure 95 Les courbes mesurées B(H) du stator et du rotor.....	89
Figure 96 Comparaison entre les courbes B(H) mesurées et mod éfies	89
Figure 97 Un exemple de retrait vers l'ext érieur d'une dent (0.1mm) du stator	90
Figure 98 La répartition du champ pour le stator et le rotor dans la machine idéale (courant d'excitation : 4A)	90
Figure 99 Flux de la phase A de la machine idéale	91
Figure 100 Les harmoniques du flux de la phase A de la machine idéale	91
Figure 101 Couple àvide en fonction de position de rotor	92
Figure 102 Les harmoniques du couple àvide de la machine idéale	92
Figure 103 Les indépendances des 5 lots pour les 4 paramètres d'excentricité ($\alpha=1, sr=2, \beta s=3, \beta r=4$)	95
Figure 104 Les indépendances des 5 lots pour les 10 paramètres du stator ($H_0=1, H_{2sin}=2, H_{2cos}=3, H_{3sin}=4, H_{3cos}=5, H_{6sin}=6, H_{6cos}=7, H_{12sin}=8, H_{12cos}=9, H_{18sin}=10$).....	96
Figure 105 Les histogrammes des 4 paramètres.....	97
Figure 106 Les histogrammes des 10 paramètres du stator	98
Figure 107 Matrice de corrélation des paramètres de déformation de la surface intérieure du stator.....	101
Figure 108 Le rapport entre ($H_{6cos}, H_{12sin}, H_{12cos}, H_{18sin}$) et H_{6sin} pour les 50 machines.....	102
Figure 109 Réduction du modèle selon la matrice de corrélation	102
Figure 110 Les grandeurs de sortie dans le modèle éléments finis.....	103

Figure 111 Propagation d'incertitude	104
Figure 112 Etude de l'influence de l'excentricité sur la FEM et le couple	104
Figure 113 Les 120 courbes de FEM dans le cas 0.5A.....	105
Figure 114 Les harmoniques de FEM avec prise en compte de l'excentricité $I=0.5A$	105
Figure 115 Les 80 courbes de FEM dans le cas 4A.....	106
Figure 116 Les 120 courbes du couple dans le cas l'excentricité $I=0.5A$	107
Figure 117 Amplitude des 3 harmoniques du couple pour les 120 réalisations de l'excentricité $I=0.5A$	107
Figure 118 80 courbes du couple dans le cas l'excentricité $I=4A$	108
Figure 119 Amplitude des 3 harmoniques du couple pour les 80 réalisations de l'excentricité $I=4A$	109
Figure 120 Propagation des 6 paramètres du stator pour analyser la FEM et le couple	110
Figure 121 Déformation du stator sur FEM $I=0.5 A$	110
Figure 122 Les harmoniques des FEM.....	111
Figure 123 Comparaison des FEM prenant la déformation du stator avec la machine idéale $I=0.5 A$ – mise en évidence d'un déséquilibre.	112
Figure 124 Rapport de l'amplitude d'harmonique 6 entre les phases B et A et les phase C et A.....	112
Figure 125 Les déphasages (angle mécanique) entre la machine avec déformation stator et la machine idéale.....	113
Figure 126 Déformation du stator sur FEM (4A).....	114
Figure 127 Comparaison des FEM prenant la déformation du stator avec la machine idéale $I=4 A$	114
Figure 128 Déformation du stator sur le couple (0.5A).....	115
Figure 129 Les harmoniques des couples.....	116
Figure 130 Déformation du stator sur le couple (4A).....	117
Figure 131 Les harmoniques des couples.....	118
Figure 132 Propagation des 6 paramètres du stator et 4 paramètres de l'excentricité pour analyser la FEM et le couple.....	118
Figure 133 Evolution des 115 réalisations de la FEM prenant en compte la déformation du stator et de l'excentricité.....	119
Figure 134 Les harmoniques de FEM.....	119
Figure 135 Evolution des 3 phases de la machines pour les différentes réalisations	120
Figure 136 Déformation du stator et l'excentricité sur le couple	121
Figure 137 Les harmoniques des couples.....	122

Liste des tableaux

Tableau I Les lieux de fabrication et les dates de réception des 5 lots	31
Tableau II Les tendances à l'inclinaison des griffes pour les 5 lots.....	40
Tableau III Les formes du stator des différents lots	46
Tableau IV Polynômes pour les différents harmoniques.....	76
Tableau V Les paramètres du modèle pour le matériau au stator et au rotor.	88
Tableau VI 4 paramètres d'excentricité.....	94
Tableau VII Indexation des 10 paramètres du stator.....	95
Tableau VIII Lois choisies et paramètres	97
Tableau IX Lois choisies et paramètres correspondants	99
Tableau X Matrice de corrélation des paramètres de l'excentricité.....	100
Tableau XI Statistiques du ratio $H_i/H_{6\cos}$ avec $i=6\cos, 12\sin, 12\cos$ et $18\cos$	102
Tableau XII Moyenne et Ecart type pour les amplitudes des 3 harmoniques – $I=0.5A$	106
Tableau XIII Moyenne et Ecart type pour les amplitudes des 3 harmoniques – $I=4A$	107
Tableau XIV Analyse des harmoniques du couple	108
Tableau XV Indices de Sobol (%)	108
Tableau XVI Analyse des harmoniques du couple	109
Tableau XVII Les harmoniques des FEM	111
Tableau XVIII Indice de Sobol (%).....	111
Tableau XIX Moyennes et écart types des rapport de FEM.....	113
Tableau XX Les déphasages entre la machine avec déformation stator et la machine idéale	113
Tableau XXI Analyse des harmoniques de FEM (4A).....	114
Tableau XXII Moyennes et écart types des rapports entre les harmoniques.....	115
Tableau XXIII Les déphasages entre la machine avec déformation stator et la machine idéale $I=0.4 A$	115
Tableau XXIV Analyse des harmoniques du couple.....	116
Tableau XXV Indice de Sobol (%).....	116
Tableau XXVI Analyse des harmoniques du couple.....	118
Tableau XXVII Indices de Sobol (%)	118
Tableau XXVIII Analyse des harmoniques de FEM.....	120
Tableau XXIX Analyse des harmoniques du couple.....	122
Tableau XXX Indices de Sobol (%).....	122
Tableau XXXI Les harmoniques de FEM.....	122
Tableau XXXII Les harmoniques du couple.....	123

Introduction générale

Les procédés de fabrication, du fait de leurs imperfections, conduisent à des dispersions sur les dimensions des produits. Dans le cas des machines électriques, ces imperfections peuvent conduire à des excentricités entre le rotor et le stator [1,2,3,4,5,6] (positions relatives) ou à des déformations de la surface intérieure du stator [7] (défaut de forme). Beaucoup de travaux ont porté sur la prise en compte de l'excentricité dans la littérature. Ces travaux montrent clairement l'influence néfaste que l'excentricité peut avoir par exemple sur le comportement vibratoire. Par contre, on note beaucoup moins de travaux [8,9,10,11] portant sur la prise en compte de la déformation par rapport au nominal du stator et du rotor. Ces études sont souvent faites sur la base d'une approche déterministe négligeant la variabilité qui peut apparaître en particulier dans la production de masse.

Ces dispersions géométriques induisent des « variabilités » sur des grandeurs d'intérêt qui devront être choisies parmi les facteurs prépondérants de performance pour le produit. Par exemple, pour un alternateur automobile, il s'agit d'étudier l'influence de la dispersion portant sur les dimensions du stator et du rotor sur le courant débité de sortie ou la réponse acoustique. Il s'agit évidemment d'assurer que le produit est conforme au cahier des charges qui est contractuel entre le fournisseur et le client. Néanmoins, on peut aller beaucoup plus loin en ce sens qu'une meilleure compréhension des conditions assurant la conformité du produit doit logiquement conduire soit à des économies en optimisant la fabrication ou la conception soit à des voies de progrès sur les performances.

L'approche classique basée sur un modèle déterministe (au sens où les entrées du modèle sont parfaitement connues) pour aborder ce problème n'est plus suffisante. Il est nécessaire de considérer les grandeurs d'entrées comme des grandeurs incertaines et de se placer dans le cadre conceptuel des incertitudes [12,13]. L'approche des incertitudes introduite par le GUM (méthode analytique) et ses suppléments (méthode de Monte Carlo et multiplicité des mesurandes) est aujourd'hui communément admise en métrologie. Ces méthodes sont à la base de beaucoup de développements dans d'autres disciplines scientifiques qui apportent à l'édifice leur propre spécificité. Par exemple, en métrologie, on est souvent en situation de faire des hypothèses de petites variations ce qui n'est pas forcément le cas pour d'autres disciplines.

La figure 1 est une représentation de la démarche pour l'évaluation des incertitudes que l'on rencontre souvent dans la littérature. Ce schéma ne met peut-être pas suffisamment en exergue la nécessité de définir « finement » le mesurande (grandeur que l'on veut mesurer) ce qui constitue une démarche clé en métrologie. Pour le reste, il constitue une excellente synthèse.

L'étape A consiste tout d'abord à définir le modèle mathématique décrivant le processus physique. On peut considérer que la définition des grandeurs d'entrée et de sortie est

indissociable de la définition du modèle, par contre, on aura à définir les quantités d'intérêt qui peuvent être des variances, des quantiles etc.

Une fois ce modèle défini, il est nécessaire dans l'étape B de modéliser les incertitudes sur les données d'entrée. Dans ce travail, on a considéré que la machine à mesurer fournit des données avec un niveau d'incertitudes suffisamment faible vis-à-vis du processus de fabrication pour que la traçabilité métrologique soit assurée. L'analyse des données devra ainsi permettre à la fois de choisir les variables pertinentes et de justifier de la loi de densité de probabilité associée.

L'étape C va consister à propager les incertitudes des données d'entrées de manière à pouvoir caractériser les incertitudes sur les grandeurs de sortie. Les résultats obtenus sont exploités pour effectuer par exemple une analyse de sensibilité, un calcul de probabilités de dépassement de seuil...

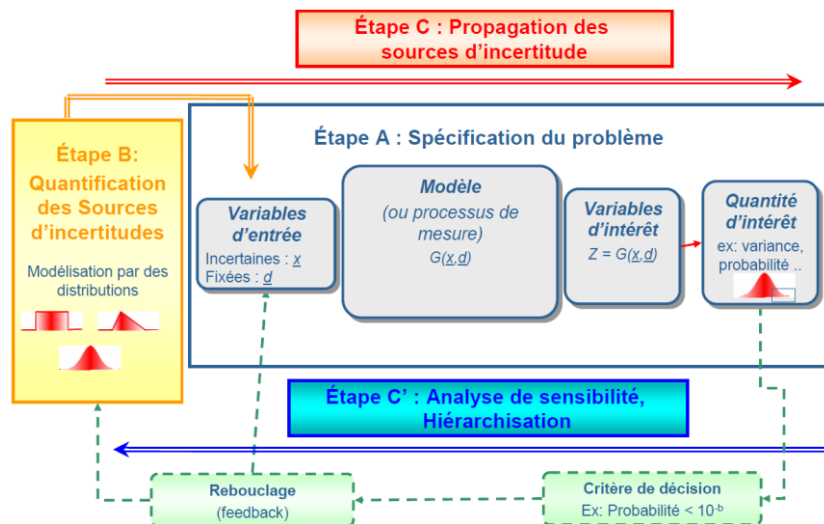


Figure 1 Synoptique du calcul d'incertitudes [14]

Concernant l'étape A relative à la modélisation des systèmes électromagnétiques, les modèles, en particulier basés sur la résolution des équations de Maxwell, sont actuellement disponibles. Concernant l'étape C, il existe des méthodes pour propager les incertitudes au travers d'un modèle et exploiter les données efficacement. Les méthodes de propagation disponibles actuellement sont viables si le nombre d'entrées probabilistes est « raisonnable » de manière à réduire le plus possible les temps de calcul. Dans le domaine du Génie Electrique, ces méthodes ont été développées pour de nombreuses applications comme l'analyse d'encéphalogramme basée sur les équations de l'électrostatique [15], le calcul de courant induit dans le corps humain [16], le contrôle non destructif par courant de Foucault [17] [18], les accélérateurs de particules [19] [20] ou les machines électriques [21] [22].

Si les outils liés aux étapes A et C sont bien maîtrisés, en revanche, on dispose souvent de très peu de données sur les grandeurs d'entrée permettant de traiter l'étape B c'est-à-dire d'élaborer les modèles probabilistes des entrées du modèle stochastique.

Actuellement, ces données sont élaborées sur la base de « dire » d'experts des procédés de fabrication. Cette approche, la plus directe à mettre en œuvre, n'est pas nécessairement la plus précise. Une autre approche consiste à effectuer un grand nombre de mesures en l'occurrence ici dimensionnelles sur un échantillon de taille significative du système à étudier. Une fois les données disponibles, il s'agit de développer un modèle paramétrique dimensionnel qui représente bien les écarts par rapport aux dimensions et aux formes nominales. En métrologie dimensionnelle, l'analyse des tailles et des positions relatives est « naturelle ». La situation est moins évidente pour les défauts de forme. La notion de défaut de forme consiste à définir une zone de l'espace dite zone de tolérance à partir du concept de surface parallèle et à s'assurer que la surface « réelle » est bien comprise dans la zone. La taille de la zone peut être définie par la tolérance dans une démarche de conformité. On peut également chercher une taille minimale (« minimum zone ») dans une démarche de calcul d'une valeur du défaut de forme que l'on pourra ensuite comparer à la tolérance. Cette démarche ne peut pas être qualifiée d'analyse en ce sens que l'on ne cherche habituellement pas à exploiter l'information contenue dans les variations géométriques. Cette analyse est l'ambition de la métrologie modale introduite par Serge Samper [23,24,25,26,27,28]. L'idée est de construire une base de décomposition de la forme par l'analyse modale (au sens vibratoire) d'une surface de même forme. Une autre approche est d'utiliser des outils comme l'analyse en composantes principales. Nous ne sommes pas dans cette démarche car nous souhaitons développer une analyse interprétable en termes de procédés de fabrication de la manière la plus directe possible. Comme la machine est circulaire, une approche en décomposition discrète de Fourier a paru naturelle, de la même manière, une approche purement géométrique de l'excentricité est simple et opérationnelle. On peut, avec S. Samper, parler de modes technologiques pour cette approche.

Une fois le modèle paramétrique dimensionnel disponible, un traitement statistique doit permettre de dégager des modèles probabilistes pour les paramètres du modèle. Ce traitement doit bien entendu s'attarder à essayer de réduire au maximum le nombre de paramètres d'entrée aléatoires de manière à avoir un problème stochastique viable à résoudre numériquement. Nous avons mis en place une démarche progressive qui s'appuie sur l'analyse des données et qui justifie pas à pas, par les ordres de grandeur constatés expérimentalement, le choix des paramètres. On montrera que l'on réduit l'information contenue dans les centaines de points mesurés sur chaque machine à 10 paramètres tout en conservant de l'ordre de 80% de l'information géométrique.

L'objectif de la thèse est donc de mettre en place une méthodologie permettant de quantifier l'effet des imperfections des procédés de fabrication sur la géométrie d'une machine électrique et d'en évaluer l'impact sur les performances des machines électriques.

Ce travail s'effectue dans le cadre d'une collaboration entre le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance, le MSMP (Mechanics, Surfaces and

Materials Processing) et la société Valeo Système Electrique et a été financé dans le cadre d'un contrat CIFRE.

Ce mémoire se compose de quatre chapitres

Le premier chapitre présente l'alternateur à griffes, son fonctionnement et sa structure (le stator, le rotor à griffes, le pont redresseur et le régulateur, le carter) ainsi que ses principales caractéristiques (la vitesse de rotation, la température de l'environnement, etc) y compris la caractéristique à vide et la caractéristique à charge. On décrit les différentes étapes de fabrication pour le stator et le rotor de manière à pouvoir faire un lien entre les écarts constatés et le processus de fabrication. Enfin, un état de l'art synthétique sur les effets de l'excentricité du rotor sur les performances de la machine ainsi que l'impact des procédés de fabrication sur les caractéristiques des matériaux et les géométries est présenté.

Le deuxième chapitre présente la démarche qui a été choisie pour qualifier métrologiquement la zone de l'entrefer entre le stator et le rotor qui joue un rôle prépondérant sur le plan du comportement électromagnétique. L'entrefer de $325\mu\text{m}$ est inaccessible à un palpeur d'autant qu'il est, par nature, « caché » par les carters. Nous proposons une approche basée sur la mesure des différentes pièces de la machine qui sont ensuite remontées virtuellement afin d'évaluer la variation d'entrefer, les jeux et les déformées des pièces.

Le troisième chapitre propose une modélisation des écarts constatés entre la géométrie nominale et la géométrie réelle. Le modèle développé doit présenter un nombre de paramètres réduit ayant une interprétation physique tout en conservant la plus grande part de l'information géométrique.

Le quatrième chapitre présente la méthodologie de quantification d'incertitude dans le cas d'une approche stochastique. Elle est appliquée au cas de l'alternateur à griffes et on étudie l'influence de l'excentricité et de la déformation du stator sur les grandeurs comme la force électromotrice ou le couple.

1 Chapitre 1 : Contexte et état de l'art

Dans ce chapitre, nous allons présenter un état de l'art concernant l'alternateur à griffes. Dans la première partie, nous allons présenter le fonctionnement de l'alternateur à griffes, sa structure (le stator, le rotor à griffes, le pont redresseur et le régulateur, le carter) ainsi que ses principales caractéristiques (la vitesse de rotation, la température de l'environnement, etc) y compris la caractéristique à vide et la caractéristique à charge. Ensuite, nous présenterons les différentes étapes de fabrication pour le stator et le rotor. Dans la deuxième partie, un état de l'art synthétique sur les effets de l'excentricité du rotor sur les performances de la machine ainsi que l'impact des procédés de fabrication sur les caractéristiques des matériaux et les géométries est présenté.

1.1 Présentation de l'alternateur à griffes et procédés de fabrication

L'alternateur à griffes est un type de machine synchrone qui peut fonctionner comme générateur ou comme moteur. Dans une voiture, l'alternateur est entraîné par le moteur thermique via une courroie (Figure 2)[29]. Le rotor bobiné permet de contrôler la force électromotrice en sortie de la machine. En conséquence, à la sortie du pont redresseur, le courant débité est contrôlé sur une grande plage de vitesse de rotation qui permet d'alimenter la batterie en courant continu et tous les récepteurs reliés au réseau de bord, et aussi de charger la batterie.



Figure 2 L'alternateur dans son environnement

1.1.1 Structure de l'alternateur à griffes de VALEO

L'alternateur à griffes est en général une machine synchrone triphasée. Par rapport aux rotors traditionnels, les rotors à griffes sont moins coûteux à fabriquer. Un autre avantage de la structure à griffes est sa robustesse qui permet au rotor de tourner à 20000rpm.

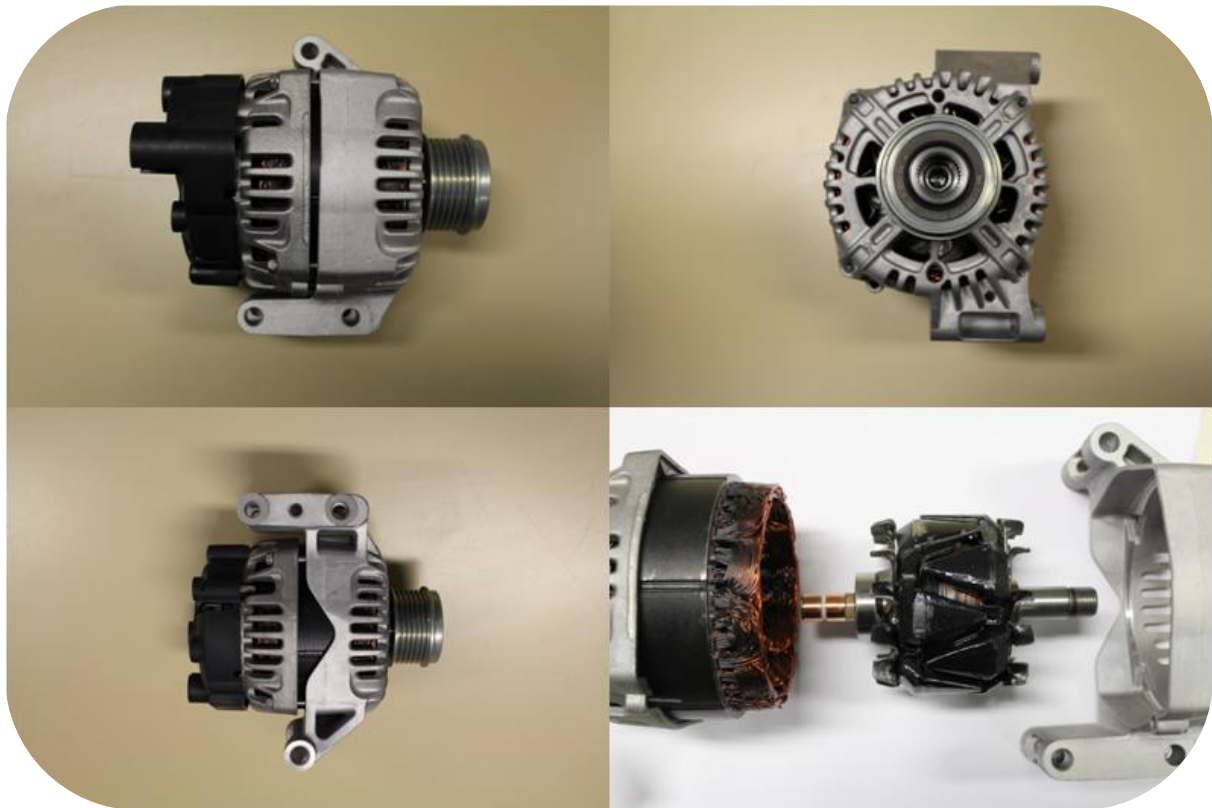


Figure 3 Vues de l'alternateur

La Figure 3 montre des vues de l'alternateur. Pour améliorer le refroidissement de la machine, des ouvertures d'aération optimisées sont percées dans la structure en aluminium. Le rotor de l'alternateur est entraîné en rotation par la poulie dite « poulie libre ». Cette poulie possède un système interne de guidage sur roulements à aiguilles et un dispositif d'entraînement à friction qui permet d'absorber les vibrations et surtout les éventuelles augmentations brutales et excessives du couple.

Dans ce qui suit, nous présenterons rapidement les différentes parties de l'alternateur qui sont :

- Le stator
- Le rotor à griffes
- Le pont redresseur et le régulateur
- Le carter

1.1.1.1 Le stator

Le stator (Figure 4) est constitué de tôles enroulées isolées entre elles ce qui permet de réduire les pertes par courants de Foucault. L'épaisseur des tôles est d'environ 0.5mm. Le nombre des dents est de 36 dans l'alternateur que l'on va étudier. Le bobinage du stator peut être simple, avec une encoche par pôle et par phase ou double, avec deux encoches par pôle et par phase. Généralement, pour des raisons de fabrication, un bobinage statorique couplé en triangle est souvent privilégié.



Figure 4 Le stator

1.1.1.2 Le rotor à griffes

Le rotor à griffes constitue l'inducteur de la machine. La Figure 5 présente chaque partie du rotor c'est-à-dire un bobinage de forme cylindrique, deux roues polaires, deux systèmes d'ailettes formant des ventilateurs (pour des raisons de refroidissement), un roulement et un arbre. On remarque qu'il n'y a qu'un roulement sur cette photo du rotor, l'autre roulement est visible dans le carter. Ce roulement est qualifié de roulement arrière, le coté avant étant celui de la poulie.

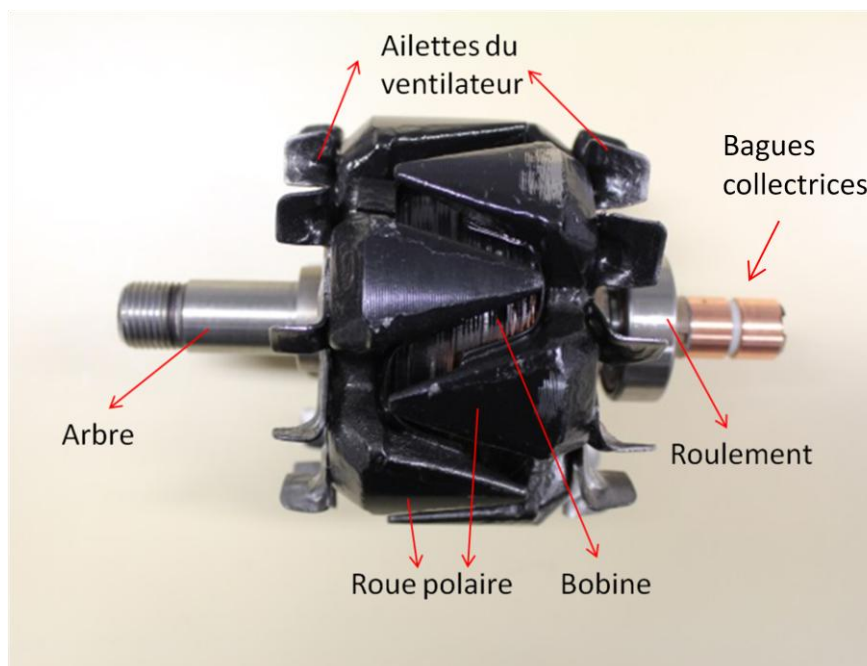


Figure 5 Le rotor de l'alternateur à griffes

1.1.1.3 Le pont redresseur et le régulateur

L'enroulement triphasé du stator est connecté à un pont de diodes qui redresse les courants de manière à charger la batterie et alimenter le réseau de bord du véhicule.

Le régulateur est un régulateur de tension qui permet de modifier la tension imposée aux bornes de l'enroulement rotorique en fonction de la vitesse de rotation et de la charge aux bornes de l'alternateur.

1.1.1.4 Le carter

La Figure 6 présente le palier avant de l'alternateur. Il s'agit d'un roulement rigide à une rangée de billes étanche. On voit sur la photo l'ensemble appui plan et centrage court sur lequel vient s'adapter le stator.



Figure 6 Palier de l'alternateur à griffes

1.1.2 Cahier des charges de l'alternateur à griffes

Dans ce qui suit, nous présenterons les caractéristiques à vide et en charge de l'alternateur VALEO sur lequel nous allons travailler par la suite.

1.1.2.1 Caractéristique à vide

La Figure 7 présente la caractéristique à vide l'alternateur, c'est à dire la valeur efficace de la force électromotrice E en fonction du courant d'excitation I_{ex} . La vitesse de rotation est de 2000tr/min et la température de l'environnement de 25°C. On constate que pour un courant inférieur à 2A, la force électromotrice est proportionnelle au courant d'excitation. Au-delà de cette valeur, les matériaux ferromagnétiques au rotor et au stator commencent à saturer conduisant à une inflexion croissante de la pente de la caractéristique.

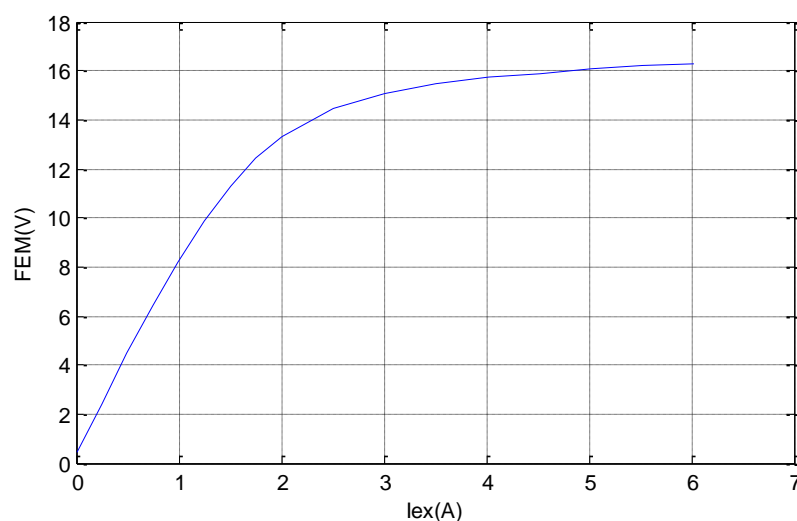


Figure 7 Caractéristique à vide (La valeur efficace de FEM entre phases en fonction du courant d'excitation à 2000rpm)

1.1.2.2 Caractéristique en charge

Pour distinguer le fonctionnement en régime linéaire et saturé, nous présentons dans la suite la caractéristique en charge pour un courant de 1A (zone linéaire) et de 4A (zone saturée). La température extérieure est maintenue à 25°C. La machine débite sur le pont de diodes avec une tension de charge constante.

Sur la Figure 8, on présente le cas d'un courant d'excitation de 1A, le courant commence à débiter quand la vitesse de rotation est supérieur à 3000rpm ensuite la valeur efficace du courant débité augmente avec la vitesse de rotation.

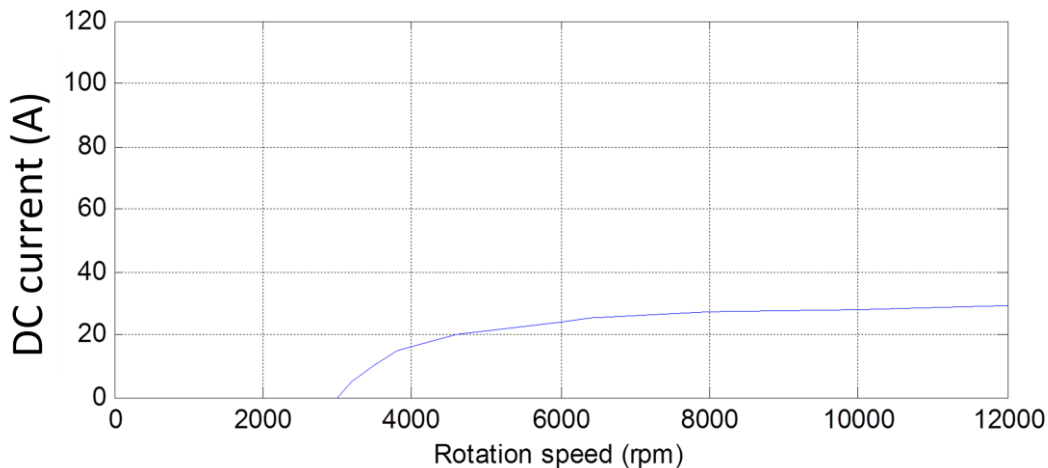


Figure 8 Caractéristique en charge pour un courant d'excitation de 1A

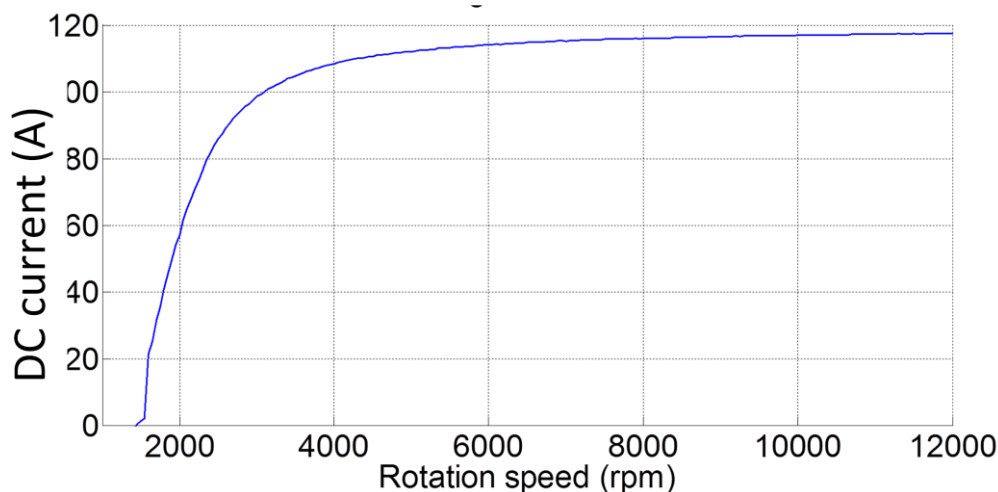


Figure 9 Caractéristique en charge pour un courant d'excitation 4A

Sur la Figure 9, le courant d'excitation est de 4A. L'alternateur commence à débiter quand la vitesse de rotation est supérieure à 1000rpm. La valeur continue du courant débité augmente toujours avec la vitesse de rotation. On constate ici un débit beaucoup plus élevé. Ces deux courbes montrent que pour obtenir un certain débit de l'alternateur à une vitesse de rotation donnée, il est nécessaire d'ajuster la valeur du courant d'excitation.

1.1.3 Procédés de fabrication de l'alternateur à griffes

Dans la suite, nous allons présenter succinctement les différentes étapes de fabrication de l'alternateur à griffes.

1.1.3.1 Fabrication du stator

Les différentes étapes de fabrication du stator sont présentées sur la Figure 10. Le circuit magnétique du stator dit slinky est fabriqué à partir d'un ruban de tôle poinçonnée qui est enroulé. L'enroulement est compacté puis maintenu par plusieurs cordons de soudure sur la surface extérieure. Le diamètre extérieur est finalement rectifié. Après l'installation de l'isolation à l'intérieur des encoches (étape 3), le stator est bobiné et les cales de fermeture sont insérés (étape 6). Le taux de remplissage, qui est un facteur important, dépend de la technique retenue pour le bobinage. L'étape suivante est le conformage des chignons de tête de bobine et le contrôle dimensionnel pour faciliter le montage et éviter au ventilateur de toucher le bobinage (étape 8). Le stator est chauffé par convection vers 200°C et est imprégné de résine (étape 10). L'intérieur des stators est brossé puis couvert de peinture (étape 12). Finalement, on enchaîne une suite d'étapes permettant de faciliter la connexion électrique des bobinages avec le circuit extérieur (étape 13-18). La fabrication se termine par une étape de contrôle et de marquage.

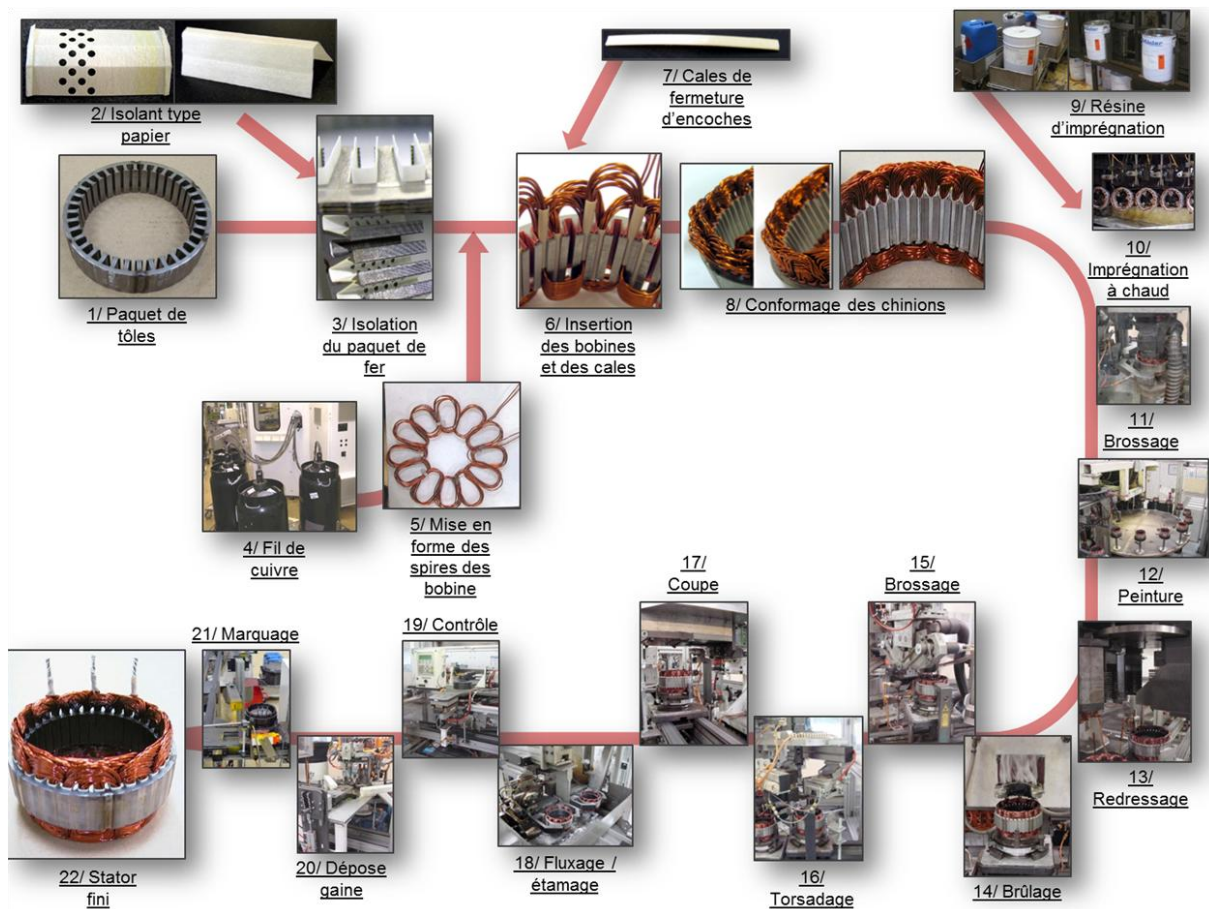


Figure 10 Différentes étapes de fabrication du stator

1.1.3.2 Fabrication du rotor

Les différentes étapes d'assemblage du rotor sont présentées sur la Figure 11.

Durant l'étape 1, les deux roues polaires avant et arrière sont assemblées avec la bobine. L'arbre de rotation est ensuite emmanché dans les roues polaires avant et arrière assemblées. Les extrémités des fils de la bobine sont soudées sur les bagues collectrices solidaires de l'arbre. Durant l'étape 2, la résistance et l'isolation de la bobine sont contrôlées, ensuite, le premier ventilateur est soudé. Durant l'étape 3, le rotor est chauffé par induction à 110 – 160°C en alimentant la bobine du rotor et ensuite, le vernissage du rotor se fait par la trempe dans le vernis. Durant l'étape 4, le second ventilateur est fixé par soudage par points. Enfin, le rotor est équilibré à 1600 tr/min pour éliminer des balourds par retrait de matière (perçages radiaux).

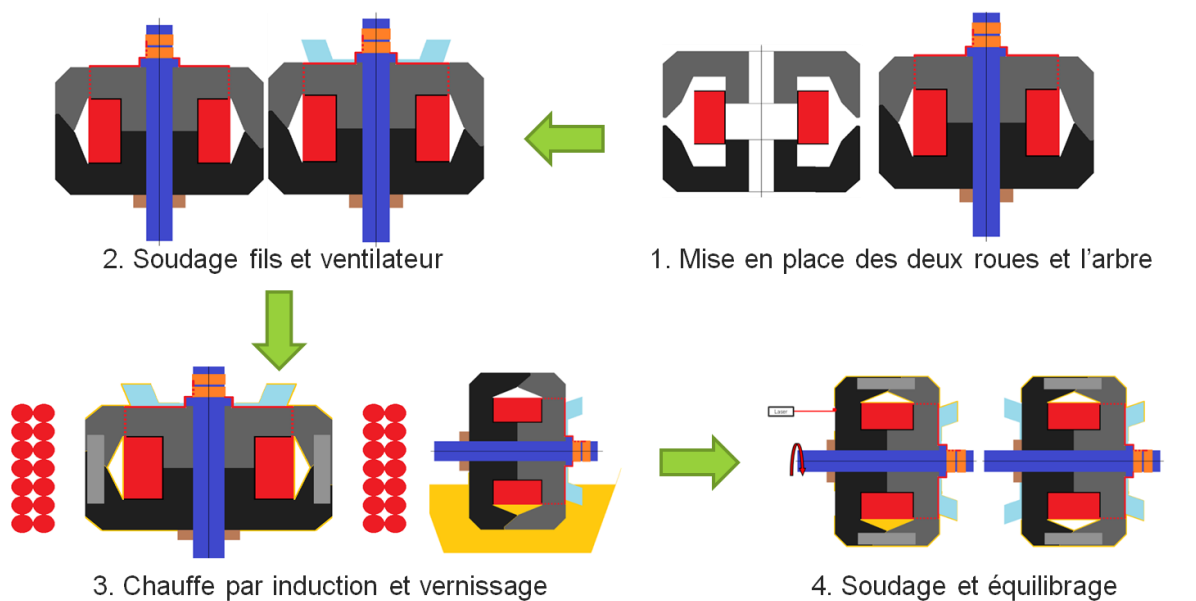


Figure 11 Les procédés pour l'assemblage des rotors

1.2 Impact des procédés de fabrication

Il y a énormément de recherches sur la conception et l'optimisation des machines électriques. On voit apparaître de nouvelles structures de machines ainsi que de nouvelles procédures permettant d'optimiser leurs performances. Ainsi, dans [30,31,32,33,34,35,36,37,38,39], la performance de la machine à griffes est analysée et optimisée par les méthodes analytiques et/ou éléments finis. Dans [40,41], l'influence des matériaux magnétiques sur le comportement de la machine à griffes a également été étudiée.

Mais, on note qu'en général, la fabricabilité et les imperfections des procédés ne sont pas ou peu considérés dans ces travaux. On note néanmoins dans la littérature des travaux sur l'impact des imperfections des procédés de fabrication et de leurs effets dont nous allons donner dans la suite, une synthèse. On peut noter que la principale imperfection considérée dans la littérature est le positionnement du rotor par rapport au stator (excentricité).

1.2.1 Effets de l'excentricité du rotor sur les performances de la machine

Dans les travaux portant sur l'excentricité, les formes du stator et du rotor sont supposées parfaites, seule la position du rotor par rapport au stator n'est plus parfaite (le stator et le rotor ne sont plus concentriques). Dans l'article [42], il a été défini les 3 types d'excentricités qui correspondent aux positions relatives des trois points qui sont :

1-le centre du rotor qui correspond au centre du cercle définissant la surface extérieure du rotor.

2-le centre de rotation du rotor qui correspond au point qui reste fixe lors de la rotation du rotor.

3-le centre du stator qui correspond au centre du cercle définissant la surface intérieure du stator.

On définit dans la Figure 12 alors :

- L'excentricité statique où le centre du rotor et le centre de rotation du rotor sont confondus.
- L'excentricité dynamique est telle que le centre du stator et le centre de rotation du rotor sont confondus.
- L'excentricité mixte est la combinaison des deux précédentes c'est-à-dire que les trois centres sont distincts.

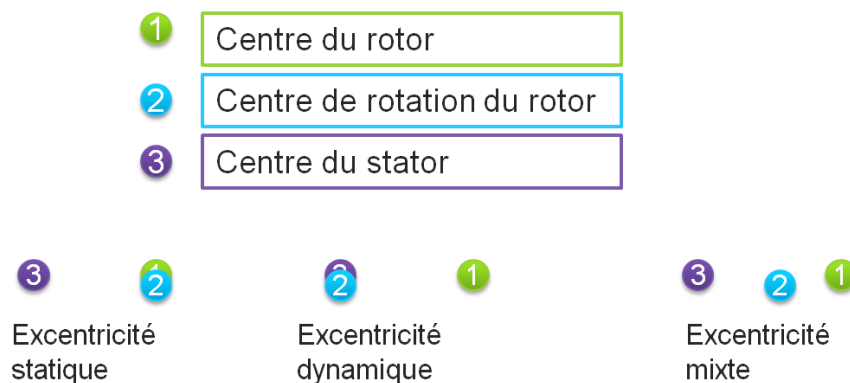


Figure 12 Trois types d'excentricité

Evidemment, dans une machine parfaite, les trois centres sont confondus.

L'excentricité du rotor d'une machine électrique et ses influences ont été étudiées depuis longtemps dans la littérature. Dans [43,44,45,46], l'influence sur les formes d'onde de la force électromotrice, le couple et les forces magnétiques est présentée dans le cas des machines synchrones. Dans [47,48,49], les effets de l'excentricité sur le comportement de machines asynchrones ont été également étudiés. La méthode des éléments finis (2D) couplée avec les équations de circuit est utilisée pour la simulation. Les pertes fer sont calculées à travers un modèle de pertes dynamiques. On note une augmentation des pertes liée à l'excentricité en particulier dans les matériaux

ferromagnétiques. L'excentricité provoque également une modulation du couple (et aussi des forces) supplémentaire et une attraction magnétique déséquilibrée qui entraîne des pertes par frottement entre le roulement et la portée du roulement.

L'étude de la bibliographie semble montrer que l'influence de l'excentricité sur les machines à griffes n'est pas été effectuée. Ce qui ressort également est que les caractéristiques de l'excentricité semblent souvent être une donnée fixée arbitrairement ou sur la base d'expertise plutôt que par une caractérisation métrologique sur un ensemble de machines. D'une façon générale, l'étude géométrique des machines réelles semblent un sujet pas ou peu abordé.

1.2.2 Impact des procédés de fabrication

Dans la bibliographie, on peut trouver des travaux sur l'impact des procédés sur les caractéristiques des matériaux ferromagnétiques qui joue un rôle important dans la conversion de l'énergie électromécanique. Par contre, on en trouve beaucoup moins sur la caractérisation et la modélisation de l'impact des procédés de fabrication sur la géométrie des machines.

1.2.2.1 Impact sur les matériaux

L'influence du soudage sur la machine synchrone à aimants permanents est étudiée dans [50]. Cet article montre que le procédé de soudage change les propriétés du matériau magnétique de manière significative et augmente les pertes fer. Dans [51], les procédés utilisés pour découper les tôles comme le poinçonnage, le découpage mécanique (cisailage) ou par découpage au laser sont étudiés. Il s'avère que le matériau magnétique est essentiellement influencé dans la zone à proximité de l'arête de coupe et que les propriétés magnétiques peuvent varier de façon substantielle. La mesure des pertes fer dans le stator pour un moteur à induction est effectuée dans [52]. Les pertes fer dans le stator du moteur à induction change en fonction du procédé de fabrication en raison de la contrainte mécanique, ce qui peut provoquer la détérioration des performances magnétiques. Dans [53], l'influence du procédé de fabrication, pris dans son ensemble (découpage, assemblage...), sur les propriétés magnétiques (loi de comportement, pertes) est étudié et modélisé dans le cas d'une production de masse. On montre qu'il apparait une variabilité importante en particulier au niveau des pertes d'un stator à l'autre.

1.2.2.2 Impact sur la géométrie

Notre recherche bibliographique montre qu'il y a beaucoup d'études concernant l'impact des procédés de fabrication sur les matériaux, mais pas ou peu sur la géométrie excepté comme cela été signalé précédemment sur l'excentricité. Dans [54], on présente une procédure de conception du moteur en prenant en compte les tolérances de production en masse. La méthode est basée sur une combinaison de méthodes analytiques et numériques. Les auteurs supposent que les paramètres d'entrée importants suivent une loi normale ; les grandeurs de sortie comme le couple de détente, la résistance,

l'inductance de phase et la courbe couple-vitesse sont étudiés. Il n'y a dans cette étude aucune campagne de mesure pour valider les hypothèses.

Dans [55], il est montré que le procédé de fabrication d'un stator (rotor) peut modifier les caractéristiques magnétiques et géométriques du stator (rotor) et introduire une variabilité des performances entre 2 stators (2 rotors) dans la même chaîne. La variabilité géométrique a été clairement démontrée dans le cadre du master de S. Zheng [56]. Il n'en reste pas moins qu'à notre connaissance actuellement aucune mesure n'est disponible dans la littérature permettant de caractériser et de modéliser la déformation géométrique du stator et du rotor.

1.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté succinctement, l'alternateur à griffes et son procédé de fabrication. L'étude bibliographique montre qu'il y a des recherches sur l'impact des procédés sur les matériaux, mais peu ou pas sur l'influence de la géométrie des éléments constitutifs de l'alternateur (excepté les études portant sur l'excentricité). Or, en l'occurrence, il a été montré que, d'une part, les imperfections des procédés conduisaient à des géométries qui ne correspondaient à la géométrie nominale et que, d'autre part, cette géométrie imparfaite était sujette à variabilité.

Dans le chapitre suivant, le travail consistera à mesurer des pièces « stator » et « rotor » et « carter » et ensuite faire l'assemblage virtuel de manière à pouvoir analyser l'impact des procédés de fabrication et d'assemblage sur les déformations des pièces et l'excentricité.

2 CHAPITRE 2 : Métrologie

Dans ce chapitre, l'objectif est de mesurer les alternateurs à griffes fournis par VALEO. L'objectif essentiel est de qualifier métrologiquement la zone de l'entrefer entre le stator et le rotor qui joue un rôle prépondérant sur le plan du comportement électromagnétique. L'entrefer nominal étant de $325\mu\text{m}$, il est inaccessible à un palpeur, les mesures ne peuvent donc être réalisées qu'après démontage de la machine. Il s'agira ensuite de remonter les pièces de manière virtuelle afin d'évaluer la variation d'entrefer, les jeux et les déformées des pièces. Les alternateurs à griffes sont mesurés dans le laboratoire de Métrologie du MSMP (Mechanics Surfaces and Materials Processing), à Lille sur une machine à mesurer tridimensionnelle (MMT Trimesure Type Méga 150706).

Dans ce chapitre, nous présenterons la machine à mesurer tridimensionnelle sur le plan de la technologie et des principes de fonctionnement. L'idée principale du remontage virtuel conduira à faire les choix clés pour l'organisation des mesures en particulier concernant les repères orthonormés directs liés aux pièces grâce à la mesure d'éléments géométriques « simples » identifiés au sens des moindres carrés (plan, cercle, etc.). Après avoir présenté ces notions, nous procéderons à la description des processus de mesure sur les différentes pièces. Finalement, les résultats de mesure bruts sont présentés.

2.1 Introduction à la métrologie tridimensionnelle

2.1.1 Présentation de la machine à mesurer tridimensionnelle

Les machines à mesurer tridimensionnelles (MMT) sont utilisées en métrologie dimensionnelle pour accéder à la géométrie des pièces [57][58][59][60] [61][62][63][64] [65][66][67][68][69].

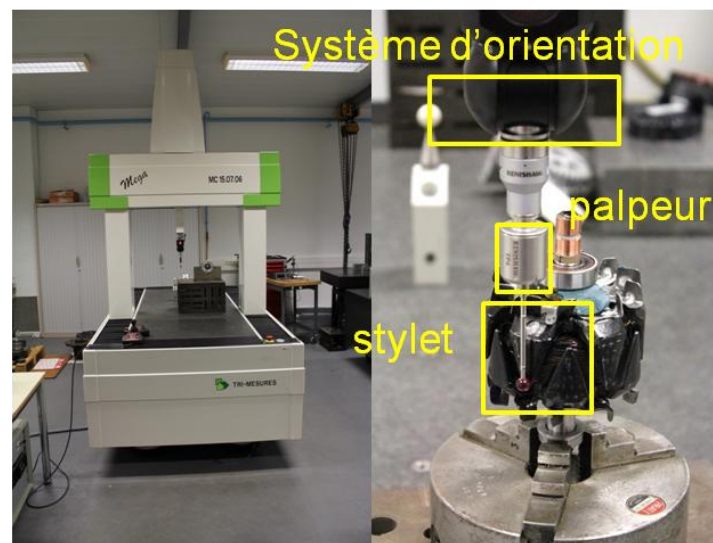


Figure 13 Machine à mesurer tridimensionnelle

La Figure 13 montre la machine sur laquelle nos alternateurs ont été mesurés. Il s'agit d'une machine dite à portique. C'est le type de machine le plus courant dans l'industrie. La Figure 13 montre également le système de palpation.

2.1.2 Fonctionnement du palpeur

La Figure 14 montre le principe de base d'un palpeur dit à déclenchement [70,71,72,73,74,75,76]. Le dispositif est basé sur une liaison isostatique dite de Boys qui consiste en 6 points de contact organisés en trois groupes de deux points répartis à 120° . En pratique, on peut utiliser 3 billes et 6 cylindres (Figure 14) ou trois cylindres et 6 billes. On utilise des billes et des cylindres issus de l'industrie du roulement ce qui garantit une haute qualité géométrique. La technologie du palpeur à déclenchement a été brevetée par RENISHAW, une entreprise britannique, en 1973. L'étoile à trois branches est appuyée sur son support par l'intermédiaire d'un ressort qui exerce un effort de l'ordre de 1N.

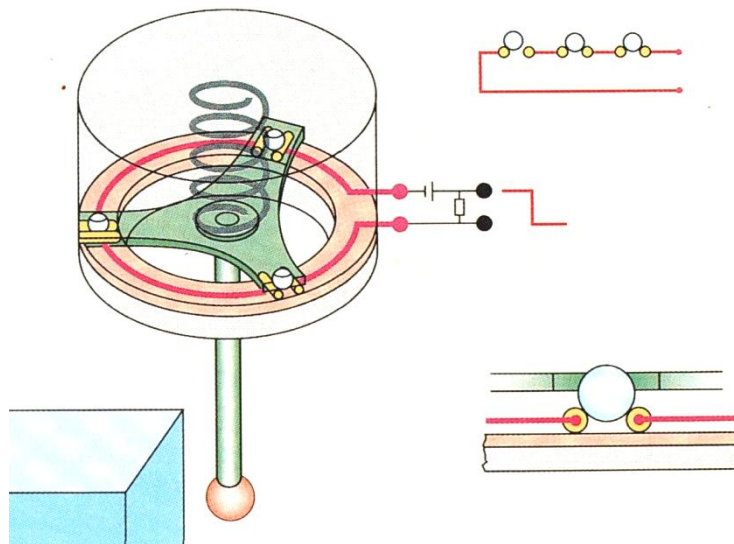


Figure 14 Dispositif de mesure à la volée (crédit RENISHAW)

Avec ce type de palpeur on parle de « mesure à la volée ». La mesure à la volée consiste à faire fonctionner le palpeur comme un interrupteur basculant au moment « précis » où la touche de stylet (qui est généralement une bille en rubis) vient au contact de la pièce.

Pendant cette phase de travail, la machine doit présenter une vitesse de déplacement constante qui peut être de l'ordre de 0.5 à 1 mètre par minute. Une vitesse constante correspond à une accélération nulle et donc normalement à des effets nuls des inerties des mobiles. La MMT se trouve donc, théoriquement, dans le même état de déformation qu'à l'arrêt. En pratique, les problèmes sont plus complexes (vibrations, effets des entraînements).

Un point très important consiste à bien comprendre que la technologie permet de détecter le contact de la bille sur la pièce mais pas la position exacte du contact. De fait l'information disponible est la position du centre de la bille terminale du stylet ce qui

signifie que le passage de la position du centre de la bille à la position du point réellement touché sera un élément clé de la compréhension du processus de mesure.

Fondamentalement, le lieu des positions successives du palpeur en contact avec la surface est une surface parallèle à la surface à étudier à une distance égale au rayon de la bille. La Figure 15 montre la surface mesurée et la surface réelle.

Mathématiquement, si on a M un point appartenant à une surface et \vec{n} le vecteur normale à la surface (en supposant que cette normale existe) alors la surface parallèle à la distance d est le lieu des points M' tel que $\overrightarrow{MM'} = d \cdot \vec{n}$ avec $\|\vec{n}\| = 1$. En mécanique, lorsque l'on s'intéresse à une surface, on a un côté « matière » et un côté « libre ». La définition de la surface parallèle pour être compatible avec la Figure 15 nécessite que la normale soit orientée vers l'extérieur de la matière. Ainsi, si on note C le centre de la bille, M , le point de contact et r le rayon de la bille, on a : $\overrightarrow{MC} = r \cdot \vec{n}$ (Figure 17).

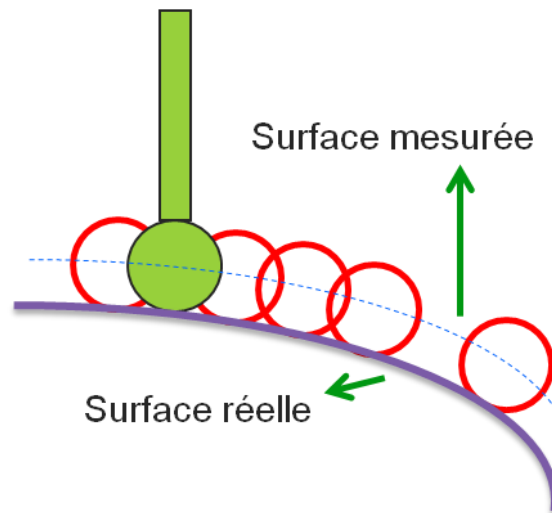


Figure 15 La surface mesurée et la surface réelle

2.1.3 Correction du rayon de bille pour une surface « simple »

La surface parallèle à une sphère est une sphère. D'une façon générale pour quelques surfaces (sphère, plan, cylindre, tronc de cône, tore dans certaines conditions), le passage de la surface initiale à la surface parallèle est trivial. On les qualifie de surfaces simples.

Une grande partie des pièces mécaniques usinées sont essentiellement constituées à partir de ces éléments, au moins pour la partie des surfaces que l'on mesure effectivement sur une machine à mesurer. On peut parler de surfaces fonctionnelles, ce sont celles qui sont engagées dans des fonctions de guidage, d'étanchéité etc. Les spécifications normalisées classiques (perpendicularité, localisation, coaxialité) s'appuient sur ces éléments géométriques.

La Figure 16 montre le palpé d'un cercle en six points. Si la surface est idéale, il est clair que l'élément passant par le centre des billes est un cercle présentant le même

centre O que l'élément mesuré. Il « suffit » donc de calculer la position du point O et de corriger le rayon r de la constante de palpage ce qui pose le problème du sens de la correction. Pour un alésage, on ajoute le rayon alors que pour un arbre, on le retranche.

Il est impératif de détecter le sens de la matière pour savoir si le rayon r doit être ajouté ou retranché. La direction d'approche (vecteur \vec{a}) est fournie par l'électronique de la machine à mesurer ou par une analyse de la succession des points au fur et à mesure du déplacement. La méthode consiste à calculer le cercle passant par les positions successives du centre de la bille. Le module de calcul fournit une normale \vec{n} en chaque point orientée de manière cohérente mais arbitrairement toutes vers l'intérieur comme si on mesurait un alésage ou toutes vers l'extérieur comme si on mesurait un arbre. Par convention, cette normale doit être orientée vers l'extérieur de la matière ce qui n'est pas forcément le cas. On calcule le produit scalaire $\vec{a} \cdot \vec{n}$, si ce produit est négatif ce qui est le cas en Figure 16, les normales sont bien orientées sinon il faut inverser leurs sens. Ce travail est en réalité fait par le logiciel de manière transparente pour l'utilisateur.

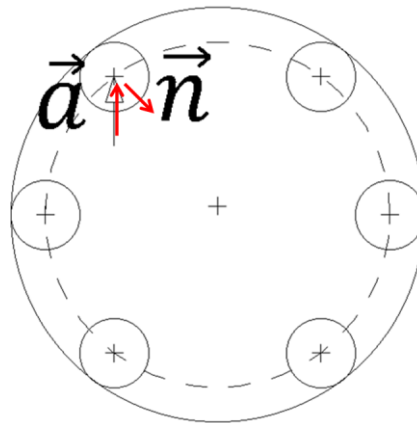


Figure 16 Palpage d'un cercle en six points

2.1.4 Correction du rayon de bille pour une surface « complexe »

Il y a plusieurs méthodes pour traiter des surfaces dites complexes (par opposition aux surfaces simples décrites ci-dessus), nous ne présenterons que celle que nous utiliserons par la suite. Il est clair qu'il est possible aussi d'utiliser cette procédure sur une surface simple pour en étudier la géométrie.

La procédure de mesure consiste à comparer directement un ensemble de points calculés sur la géométrie théorique de la pièce avec la pièce physique. Chaque point est décrit comme un point associé à un vecteur normal toujours orienté vers l'extérieur à la matière.

La procédure est la suivante : la commande numérique « pose » la bille du palpeur sur la surface en pilotant le centre de la bille du palpeur le long de la droite (M_o, \vec{n}) . Le point M_o et le vecteur \vec{n} sont calculés par rapport à la géométrie nominale de la pièce. Le vecteur \vec{n} est unitaire et sortant à la matière selon la convention déjà évoquée. L'information obtenue est la position du centre de la bille du palpeur. Le logiciel calcule

alors l'écart dans la direction de la normale entre le point touché et la surface théorique. Cet écart est défini par un produit scalaire (Figure 17) ce qui permet de conserver l'information de signe et donc une notion d'excès ou de manque de matière.

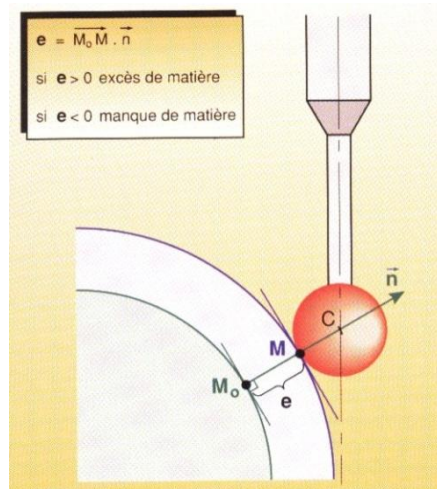


Figure 17 Notion d'écart suivant la normale

En pratique, chaque point à mesurer M_0 est défini dans un repère lié aux surfaces fonctionnelles de la pièce. Un point correspond à six informations : la position du point théorique X, Y et Z et les cosinus directeurs de la normale \vec{n} associée au point. Le vecteur normal est normé à 1 et orienté vers l'extérieur de la matière. Ces conventions assurent la convention de signe.

FichierStatorPointsPlanCercle.qof - Bloc-notes

Fichier Edition Format Affichage ?

\$SELE (NAM=FichierStatorPointsPlanCercle, TYP=NPT, FLD=(X,Y,Z,U,V,W,H,T))

0.00000,	0.00000,	-100.00000,	0.00000,	0.00000,	0.00000,	S1',	'CLP'
70.00000,	0.00000,	-100.00000,	0.00000,	0.00000,	0.00000,	S1',	'CLP'
70.00000,	0.00000,	2.00000,	0.00000,	0.00000,	0.00000,	S1',	'CLP'
58.81533,	5.14568,	2.00000,	0.99619,	0.08716,	0.00000,	S1',	'PRB'
57.02826,	15.28068,	2.00000,	0.96593,	0.25882,	0.00000,	S1',	'PRB'
53.50841,	24.95138,	2.00000,	0.90631,	0.42262,	0.00000,	S1',	'PRB'
48.36274,	33.86395,	2.00000,	0.81915,	0.57358,	0.00000,	S1',	'PRB'
41.74758,	41.74758,	2.00000,	0.70711,	0.70711,	0.00000,	S1',	'PRB'
33.86395,	48.36274,	2.00000,	0.57358,	0.81915,	0.00000,	S1',	'PRB'
24.95138,	53.50841,	2.00000,	0.42262,	0.90631,	0.00000,	S1',	'PRB'
15.28068,	57.02826,	2.00000,	0.25882,	0.96593,	0.00000,	S1',	'PRB'
5.14568,	58.81533,	2.00000,	0.08716,	0.99619,	0.00000,	S1',	'PRB'
-5.14568,	58.81533,	2.00000,	-0.08716,	0.99619,	0.00000,	S1',	'PRB'
-15.28068,	57.02826,	2.00000,	-0.25882,	0.96593,	0.00000,	S1',	'PRB'
-24.95138,	53.50841,	2.00000,	-0.42262,	0.90631,	0.00000,	S1',	'PRB'
-33.86395,	48.36274,	2.00000,	-0.57358,	0.81915,	0.00000,	S1',	'PRB'
-41.74758,	41.74758,	2.00000,	-0.70711,	0.70711,	0.00000,	S1',	'PRB'
-48.36274,	33.86395,	2.00000,	-0.81915,	0.57358,	0.00000,	S1',	'PRB'
-53.50841,	24.95138,	2.00000,	-0.90631,	0.42262,	0.00000,	S1',	'PRB'
-57.02826,	15.28068,	2.00000,	-0.96593,	0.25882,	0.00000,	S1',	'PRB'
-58.81533,	5.14568,	2.00000,	-0.99619,	0.08716,	0.00000,	S1',	'PRB'
-58.81533,	-5.14568,	2.00000,	-0.99619,	-0.08716,	0.00000,	S1',	'PRB'

Figure 18 Extrait d'un fichier de préparation de la mesure en commande numérique

Dans la Figure 18, on retrouve les 6 informations déjà décrites, les valeurs X,Y,Z représentent les positions du centre de la bille et les valeurs U,V,W représentent les vecteurs normaux associés aux points. En fin de ligne, « S1 » correspond au nom du palpeur réalisant la mesure. « PRB » signifie Probe, c'est un point mesuré. « CLP » signifie Clearance Point, c'est un point de passage qui n'est pas mesuré, c'est la raison pour laquelle les cosinus directeurs sont tous à zéro. Ce type de point (CLP) correspond à des trajectoires en commande numérique destinées à éviter les obstacles. La machine passe par ces points mais ne les mesure pas.

A partir des informations contenues dans ce fichier, la machine est pilotée en commande numérique et on récupère chaque point touché sous la forme d'un triplet représentant la position du point M et d'un écart suivant la normale : $\varepsilon = \overrightarrow{M_0M} \cdot \vec{n}$.

2.2 Démarche expérimentale

2.2.1 Concept de remontage virtuel

D'une façon générale, le concept d'interchangeabilité conduit à mesurer chaque pièce indépendamment des autres et à la déclarer conforme ou non vis-à-vis d'un plan spécifié. En conséquence, on mesure peu d'ensembles sur les machines à mesurer. Notre démarche est différente puisque nous souhaitons déterminer la position et la forme du rotor par rapport à celles du stator afin de connaître la variation de l'entrefer. L'entrefer qui est théoriquement une zone constituée de deux cylindres coaxiaux peut être représenté, dans un plan perpendiculaire à l'axe, comme une courbe en coordonnées polaires qui dépend de la position angulaire du rotor par rapport au stator. Cette courbe dépend de la position du point. Malheureusement, l'entrefer est de l'ordre de 325 μm , cette dimension très faible ne permet pas l'introduction d'un palpeur d'autant que l'entrefer est caché par un carter. Aussi, l'idée est de mesurer séparément les trois éléments décrits précédemment que sont le stator, le rotor et des deux carters et de les « remonter » de manière virtuelle par le calcul afin d'en déduire l'entrefer.

2.2.2 Démontage et références

Notre machine est dite de type « sandwich » c'est-à-dire que le stator sert de pièce intermédiaire entre les deux carters (Figure 19). Le stator n'étant pas solidaire des carters après le démontage, la solution choisie est le collage par capillarité du stator avant démontage de la machine (cyanoacrylate industrielle) pour fixer le stator en position montée sur l'un des deux carters et supprimer ainsi une pièce pour le remontage virtuelle (l'évaluation de la position d'une interface). On suppose que le collage induit le fait que les déformations provoquées par le serrage sont, au moins partiellement conservées, après démontage c'est-à-dire que cela gêne le retour élastique. Cela nous rapproche de l'état de la pièce en fonctionnement mais cela n'a pas été chiffré.

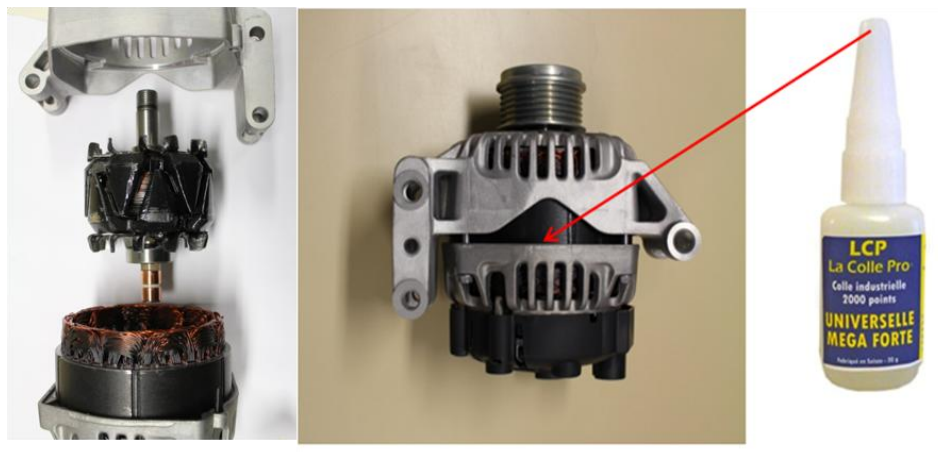


Figure 19 Le stator n'est pas solidaire du carter

Dans notre processus, l'alternateur à griffes de VALEO est donc démonté en trois parties qui sont présentées sur la Figure 20 :

- Un carter portant le palier coté poulie libre dit « carter », ce palier est appelé « palier avant » par Valeo
- Un carter portant le palier coté bagues collectrices plus le stator dit « stator », ce palier est appelé « palier arrière » par Valeo. Le fait d'avoir collé de ce côté évite toute déconnexion du bobinage
- Un rotor

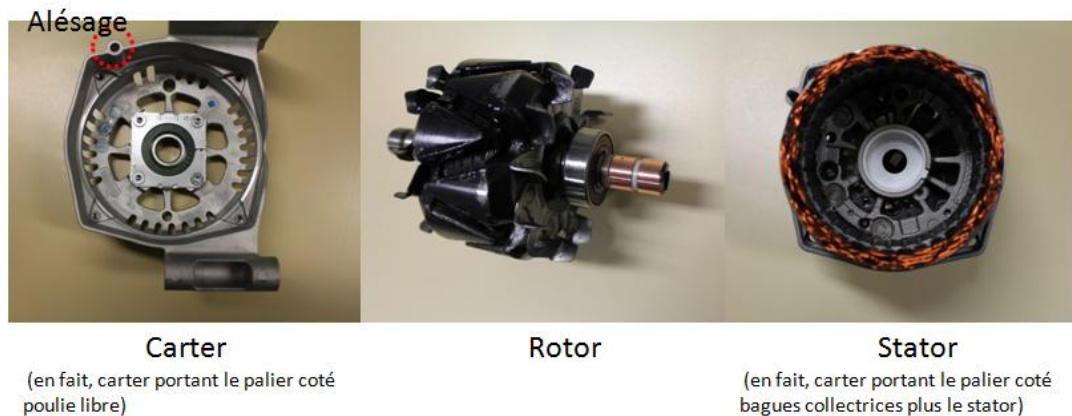


Figure 20 Trois éléments après démontage

Une goupille qui se monte dans un alésage (voir la Figure 21) assurent l'arrêt en rotation du carter par rapport au stator (tel que défini ci-dessus c'est-à-dire en fait l'ensemble carter plus stator). Cette information nous permettra par la suite de caler les repères les uns par rapport aux autres.

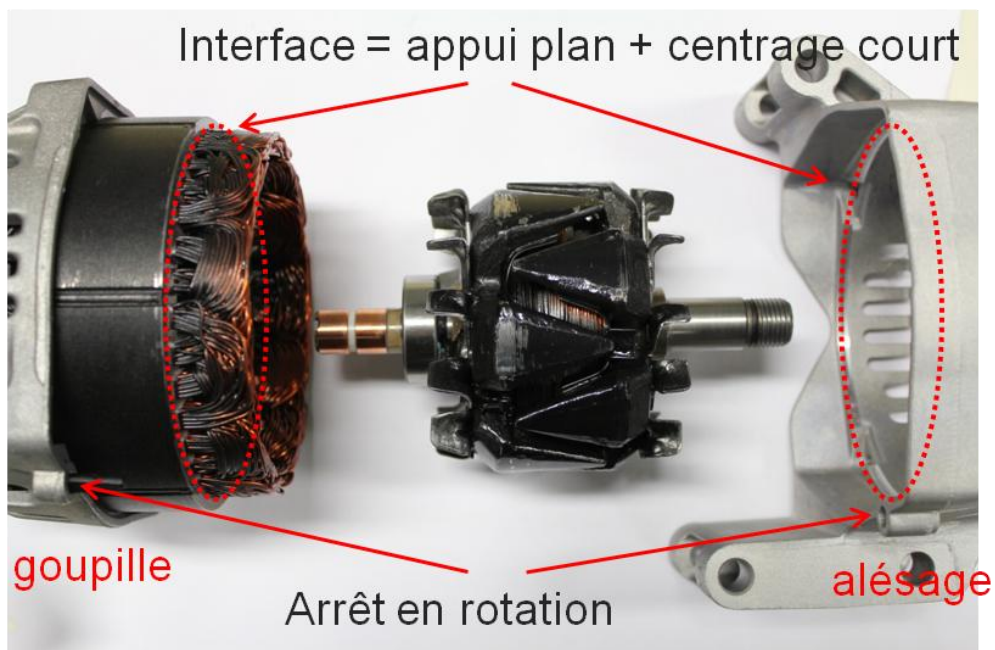


Figure 21 La goupille et l'alésage

L'idée est de définir sur nos trois pièces des repères de référence qui soient nominalement identiques sur les trois pièces une fois l'assemblage virtuel effectué. Autrement dit, si on suppose que les trois pièces sont géométriquement parfaites, les trois repères coïncidents parfaitement et on a directement tous les éléments géométriques comme s'ils étaient mesurés sur une pièce unique.

2.2.3 Plan d'expérience et traçabilité documentaire

Valeo nous a fourni 5 lots de 10 machines à des moments différents au cours de la thèse et provenant de chaînes de fabrication différentes. On a reçu 30 machines fabriquées sur le site d'Etaples en France et 20 machines fabriquées sur un site en Turquie. En plus de tout cela, nous avons reçu 10 stators bobinés et 10 stators non bobinés (Tableau I).

Tableau I Les lieux de fabrication et les dates de réception des 5 lots

	Lot 1	Lot 2	Lot 3	Lot 4	Lot 5
Lieu de fabrication	Etaples	Etaples	Etaples	Turquie	Turquie
Moment de réception	05/2013	06/2013	09/2013	11/2013	09/2014

Afin d'assurer la traçabilité documentaire, on a associé à chaque élément de machine, une étiquette en précisant le numéro de la machine présent sur le carter plastique, la date de démontage, la date de mesure et le numéro de gamme. Ce système de repérage est associé à une hiérarchisation des répertoires de stockage de données (Figure 22).



Figure 22 Assurer la traçabilité documentaire

2.3 Mise en place du repère de référence

Cette partie introduit comment construire les références dans chaque partie de la machine (le stator, le carter et le rotor). Les éléments servant à définir les références sont mesurés manuellement pour situer la pièce puis en commande numérique pour réduire l'incertitude sur les références.

2.3.1 Présentation du principe de construction des repères

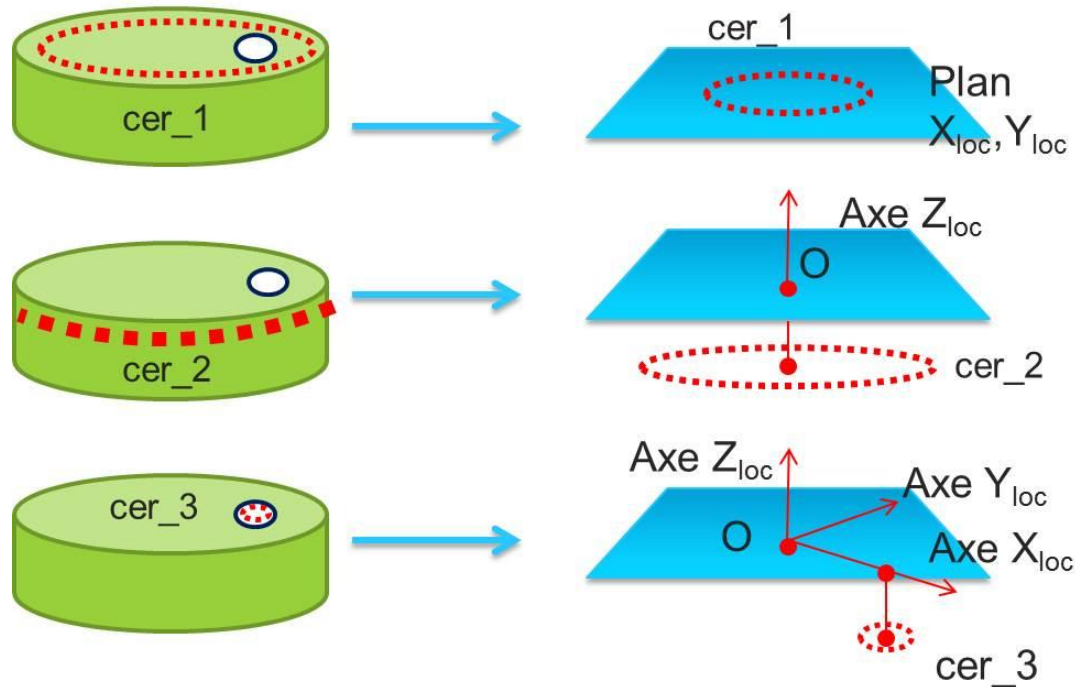


Figure 23 Définition du système de coordonnées

D'abord, on va décrire les procédures sur un exemple simple (un cylindre avec un trou) détaillé dans la Figure 23. On définit un système local (O_{loc} , X_{loc} , Y_{loc} , Z_{loc}) à partir des mesures faites par la machine à mesurer tridimensionnelle. La MMT a son propre système de coordonnées (O_{mmt} , X_{mmt} , Y_{mmt} , Z_{mmt}). On définit le système local de coordonnées local 3D (O_{loc} , X_{loc} , Y_{loc} , Z_{loc}) comme suit :

1. Le plan $X_{loc}Y_{loc}$ est défini par la surface supérieure nominalement plane et le vecteur Z_{loc} est perpendiculaire cette surface
2. L'origine O_{loc} du système de coordonnées est confondue avec le centre du cercle (le cercle se situe dans la surface extérieure du cylindre) projeté sur la surface supérieure du cylindre

Pour définir l'axe Z_{loc} , les mesures sont faites sur la surface supérieure du cylindre (le cercle cer_1 dans la Figure 23-1). Les coordonnées des points mesurés sont enregistrées dans le repère (O_{mmt} , X_{mmt} , Y_{mmt} , Z_{mmt}). Avec la méthode des moindres carrés, on peut définir le plan $X_{loc}Y_{loc}$ et donc le vecteur Z_{loc} . On a mesuré un cercle proche de la surface supérieure mais sur la surface extérieure du cylindre (le cercle cer_2 sur la Figure 23). Le centre O_{loc} est déterminé comme la projection du centre du cercle dans le plan

précédent. Finalement, afin de définir $(O_{loc}, X_{loc}, Y_{loc}, Z_{loc})$, la direction X_{loc} doit être choisie. Dans cet exemple, on a mesuré un cercle sur la surface intérieure du trou (le cercle cer_3 dans la Figure 23) et le centre du cercle projeté dans le plan $X_{loc}Y_{loc}$ permet de compléter la définition de l'axe X_{loc} sachant que l'axe X_{loc} passe par le centre de cer_3.

2.3.2 Détermination du système de coordonnées du stator

On a un processus similaire à celui décrit précédemment pour définir le système de coordonnées du stator (Figure 24). Toutes les mesures décrites ci-dessous sont faites en commande numérique.

D'abord, on a mesuré 36 points (le cercle cer_s1 dans la Figure 24-1) sur l'appui plan du stator. On peut définir un plan $X_{stat}Y_{stat}$ et son vecteur orthogonal Z_{stat} .

Ensuite, on a mesuré 36 points (le cercle cer_s2 dans la Figure 24-2) sur la surface extérieure du stator. Le centre du cercle cer_s2 projeté dans le plan $X_{stat}Y_{stat}$ définit l'origine O_{stat} du système de coordonnées.

Finalement, on a mesuré un cercle (cer_s3) autour de la goupille, le centre de ce cercle projeté dans le plan est le point P_{gou} . L'axe X_{stat} passe par les points O_{stat} et P_{gou} .

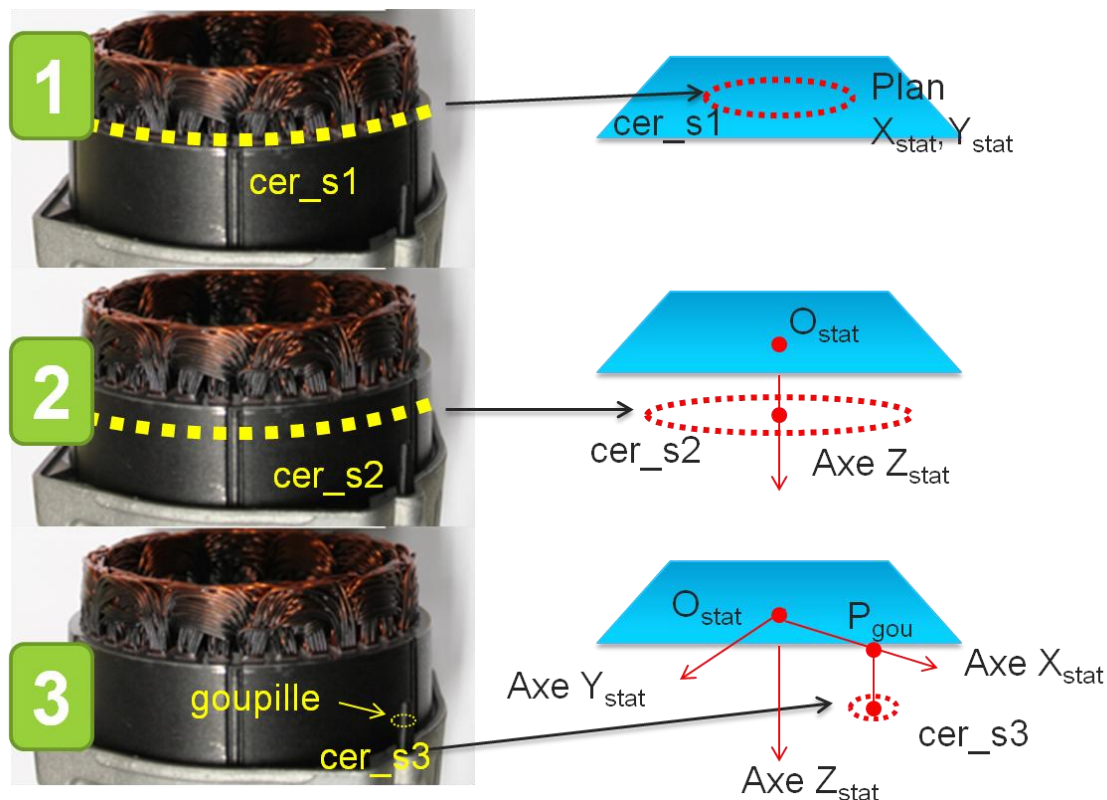


Figure 24 La référence du stator

2.3.3 Détermination du système de coordonnées du carter

La procédure est similaire à la précédente. On mesure 36 points (voir le cercle cer_h1 dans la Figure 25-1) sur l'appui plan du carter. On peut alors définir un plan $X_{cart}Y_{cart}$ donc le vecteur Z_{cart} . On mesure ensuite 36 points (cer_h2) sur le centrage court du

carter. Le centre du cercle projeté dans le plan $X_{\text{cart}}Y_{\text{cart}}$ définit le centre O_{cart} du système de coordonnées. Finalement, pour définir l'axe X_{cart} , on mesure un cercle (cer_h3) sur la surface intérieure de l'alésage. Le centre du cercle projeté dans le plan $X_{\text{cart}}Y_{\text{cart}}$ est le point $P_{\text{alés}}$, l'axe X_{cart} passe par les points O_{cart} et $P_{\text{alés}}$.

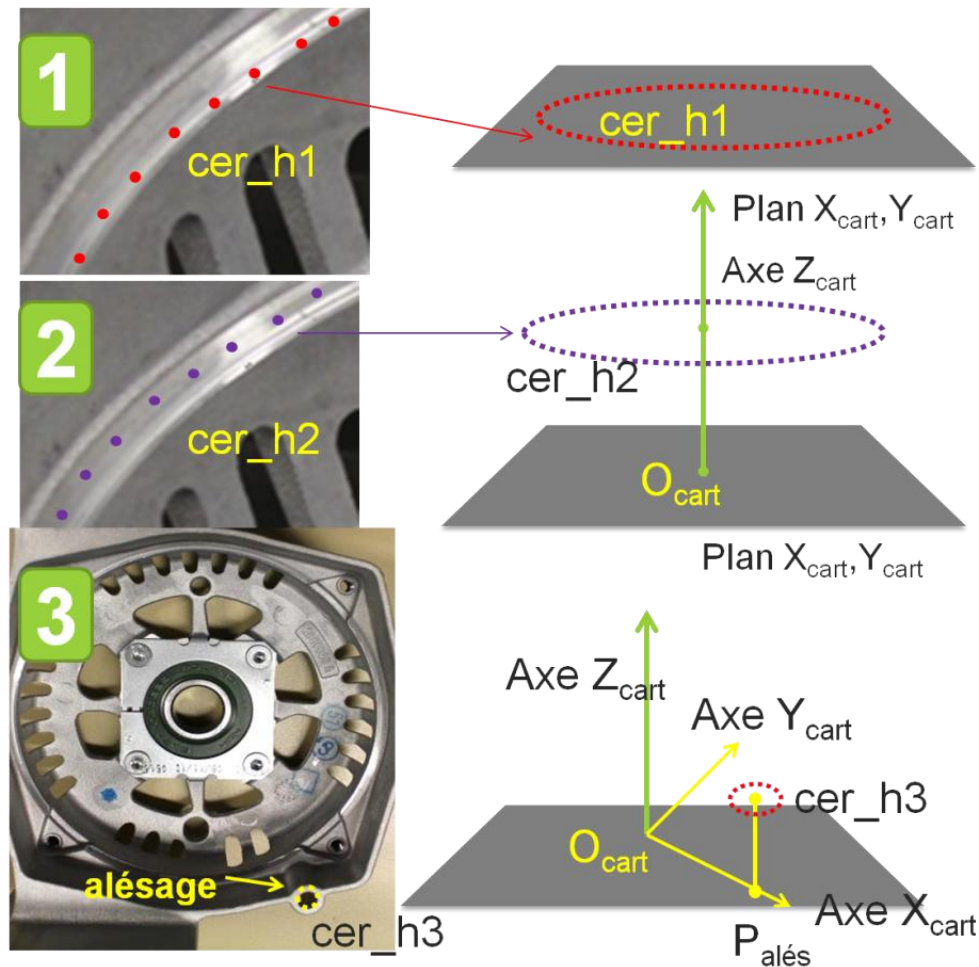


Figure 25 La référence du carter

2.3.4 Détermination du système de coordonnées du rotor

La Figure 26 montre la définition du système de coordonnées du rotor qui est un peu différente des précédentes.

Pour déterminer l'axe Z_{rot} , les deux cercles (cer_r1 et cer_r2) sont mesurés sur le roulement et l'arbre du rotor, les deux centres des cercles définissent l'axe Z_{rot} .

Ensuite, le cercle (cer_r3) est mesuré sur l'appui plan qui définit la cote $Z_{\text{rot}}=0$ et la position d'origine du système de coordonnées O_{rot} . On a le plan $X_{\text{rot}}Y_{\text{rot}}$ lié avec les axes X_{rot} et Y_{rot} .

Pour définir les axes X_{rot} et Y_{rot} , on a mesuré deux points P_{rot1} et P_{rot2} dans un creux entre deux griffes du rotor, l'axe X_{rot} est parallèle à la droite qui passe par le milieu M_{rot} du segment $[P_{\text{rot1}}P_{\text{rot2}}]$ et est perpendiculaire à l'axe Z_{rot} .

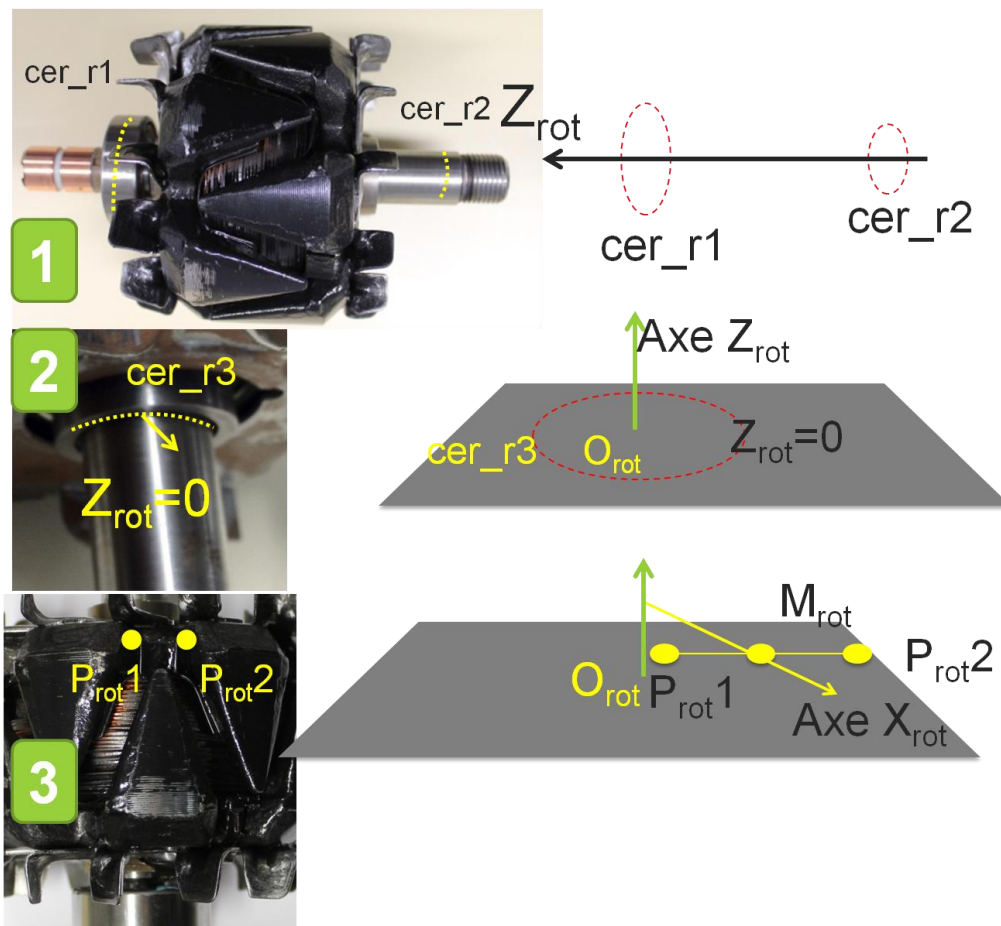


Figure 26 Le système de références du rotor

2.3.5 Assemblage virtuel

2.3.5.1 Assemblage virtuel entre le stator et le carter

Interface = appui plan+ centrage court

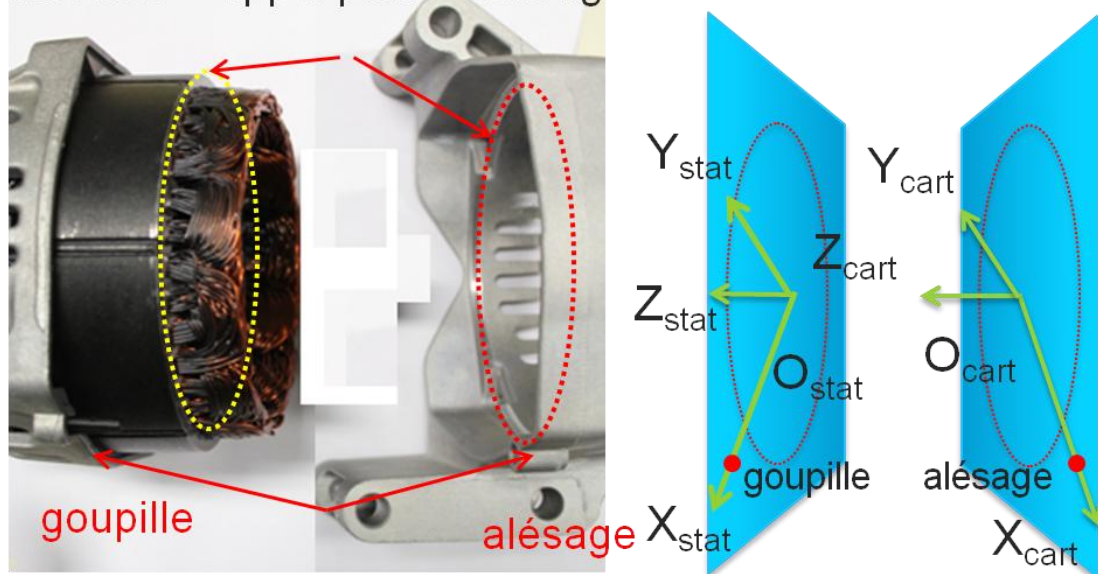


Figure 27 Assemblage virtuel entre le stator et le carter

Le système de coordonnées du stator ($O_{stat}X_{stat}Y_{stat}Z_{stat}$) et celui du carter ($O_{cart}X_{cart}Y_{cart}Z_{cart}$) sont cohérents quand le stator et le carter sont assemblés comme le montre la Figure 27. C'est à dire que les coordonnées locales d'un point mesuré dans la référence du stator ($O_{stat}X_{stat}Y_{stat}Z_{stat}$) sont égales à celles données dans le système de références du carter ($O_{cart}X_{cart}Y_{cart}Z_{cart}$) lors de l'assemblage des deux parties.

2.3.5.2 Assemblage virtuel entre le rotor et les autres deux parties

Pour associer le système de coordonnées du rotor ($O_{rot}X_{rot}Y_{rot}Z_{rot}$) avec les deux autres, on doit utiliser les surfaces de contact entre le rotor et les deux autres parties. On a mesuré un cercle sur la surface intérieure de la bague du roulement du carter et un cercle sur la portée du roulement du stator. Les centres des deux cercles ($X1_b, Y1_b, Z1_b$) et ($X2_b, Y2_b, Z2_b$) sont visibles sur la Figure 28. Ces deux points sont définis dans deux plans respectivement P1 et P2 qui correspondent aux plans des billes des roulements. On utilise l'indice b comme « bearing » dans la mesure où l'indice « r » est réservé au rotor.

Par ailleurs, on a l'intersection de l'axe du cylindre passant au mieux, au sens des moindres carrés, par les 36*16 points (Figure 29) mesurés sur la surface interne du stator avec les plans P1 et P2 que l'on note $M1_{cart}$ ($X1_{cart}, Y1_{cart}, Z1_{cart}$) et $M2_{cart}$ ($X2_{cart}, Y2_{cart}, Z2_{cart}$). Ces coordonnées de ces points sont exprimées dans le repère commun des carters.

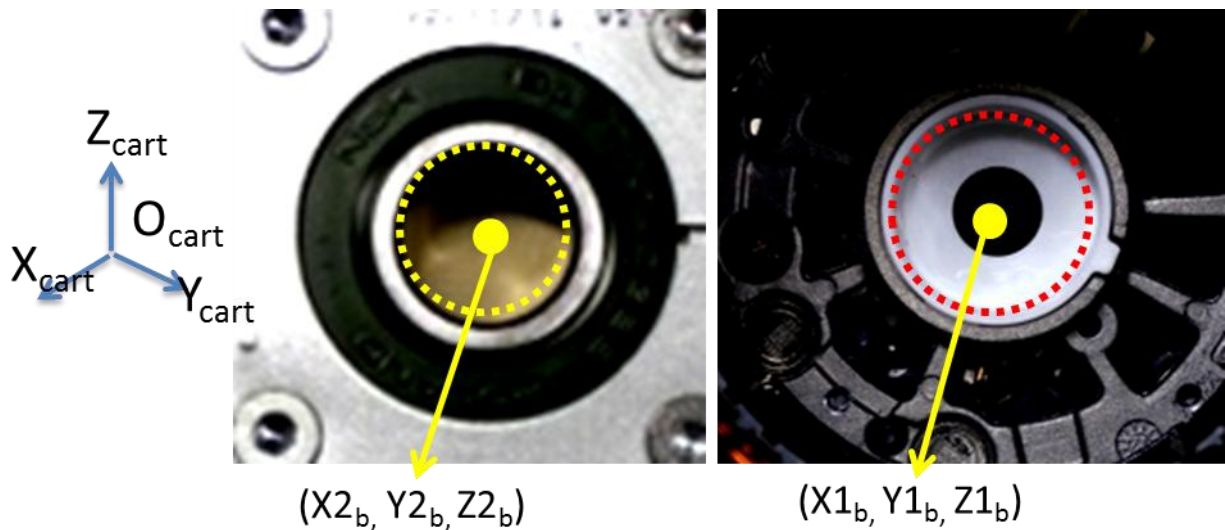


Figure 28 Centre de la bague ($X2_b, Y2_b, Z2_b$) du roulement et centre de la portée ($X1_b, Y1_b, Z1_b$)

On peut donc déterminer les coordonnées des points $M1_{cart}$ et $M2_{cart}$ dans le repère du rotor. On note ces points M_{s1} et M_{s2} tels que M_{s1} (X_{s1}, Y_{s1}, Z_{s1}) avec $X_{s1} = X1_{cart} - X1_b$ etc. de la même manière, on définit M_{s2} (X_{s2}, Y_{s2}, Z_{s2}).

On définit les points M_{r1} et M_{r2} comme les intersections de l'axe du cylindre, au sens des moindres carrés, construit sur l'ensemble des points mesurés sur les griffes (Figure 30) avec les plans P1 et P2.

Une fois l'assemblage du stator et du rotor effectué, les points M_{s1} et M_{r1} sont nominalement confondus (resp M_{s2} et M_{r2}). Les écarts permettent d'étudier la position du rotor par rapport au stator afin de caractériser l'excentricité de la machine.

2.3.6 Processus de mesure

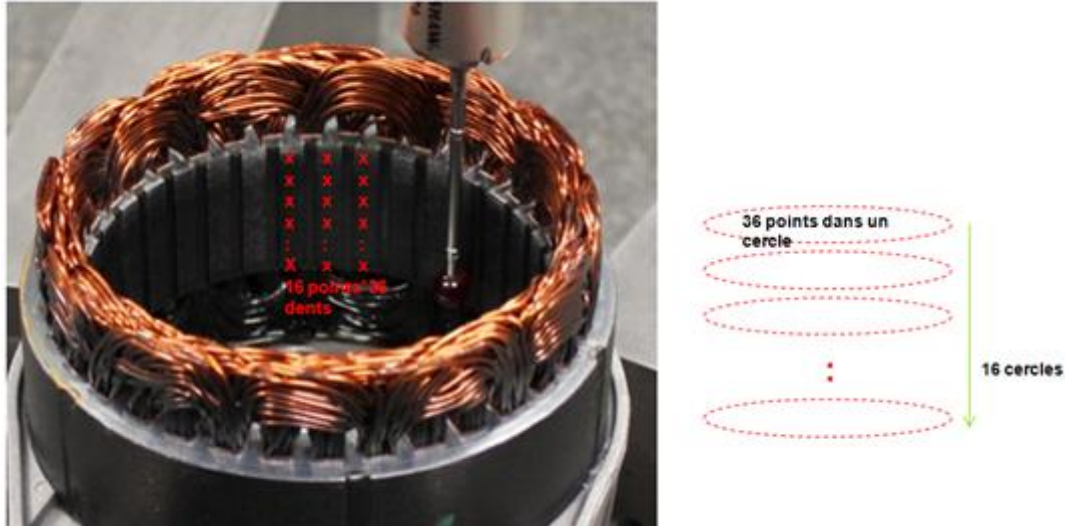


Figure 29 La mesure réalisée à l'intérieur du stator

La mesure de la surface intérieure du stator est réalisée sur les 36 dents du stator (Figure 29). Chaque dent est mesurée en 16 points. Un autre point de vue est de dire que l'on a 36 points à la même profondeur et 16 couches de points soit en tout $16 \times 36 = 576$ points pour décrire la surface interne du stator.

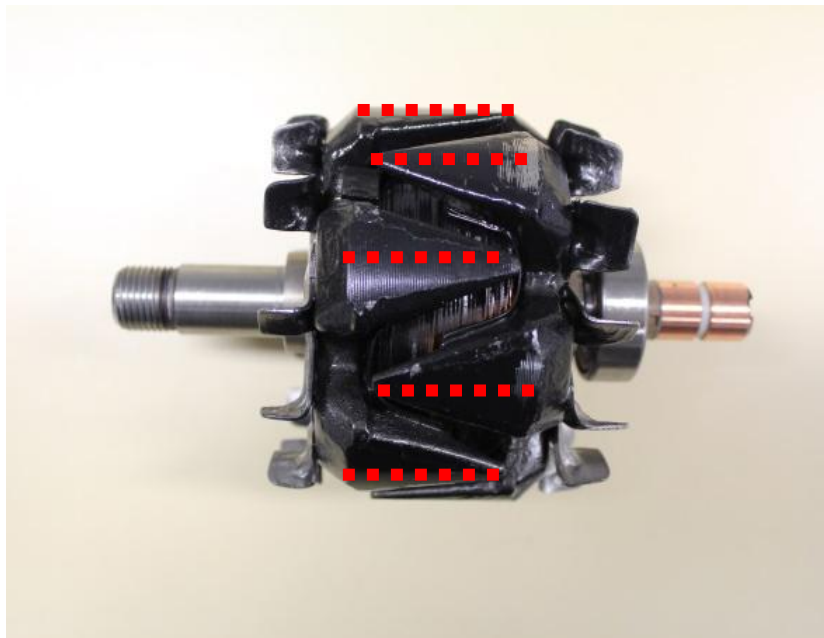


Figure 30 Mesure de rectitude sur chaque griffe

La Figure 30 montre la mesure de rectitude sur chaque griffe du rotor. Pour le rotor, sur chaque griffe, on mesure 20 points selon une rectitude soit pour les 12 griffes

12x20=240 points. On interprétera les résultats en termes de rectitude et de position en particulier. Cela nous permettra de mieux connaître l'inclinaison des griffes du rotor.

Sur le rotor, il convient de bien séparer deux axes. L'axe du rotor est l'axe du cylindre au sens des moindres carrés passant au mieux par l'ensemble des points mesurés sur chacune des 12 griffes. L'axe de rotation mécanique du rotor est défini par les portées de roulement. Si les deux axes sont différents, il apparaît alors une excentricité dynamique que l'on modélisera par la suite.

2.4 Présentation des résultats bruts

2.4.1 Résultats de mesure sur les rotors

2.4.1.1 Effet de la peinture

Les rotors sont peints, cette peinture est transparente sur le plan électromagnétique mais pas sur le plan dimensionnel. On a voulu en évaluer l'épaisseur.

On a choisi un rotor (Lot 3 Numéro 1, avec peinture) qui a été mesuré selon la procédure décrite précédemment. Ensuite, ce rotor est poncé en faisant très attention de ne pas aller trop loin (ce qui est une notion délicate, en pratique, comme le rotor est tourné avec une rugosité importante, l'idée a été d'arrêter dès que le haut des stries d'usinage brillent mais avec le fond qui reste peint).

Le rotor est ensuite mesuré selon le même protocole. Le calcul de l'épaisseur consiste à faire la différence entre les écarts mesurés avant et après dans le repère des portées (axe de rotation du rotor).

La Figure 31 montre l'épaisseur de la peinture du rotor du lot 3, numéro 1. On peut en conclure que l'épaisseur de la peinture sur les griffes est plutôt homogène, les valeurs sont comprises entre 0 et 0.01mm, ce qui correspond à la valeur nominale de l'épaisseur de la peinture qui est de 0.01mm.

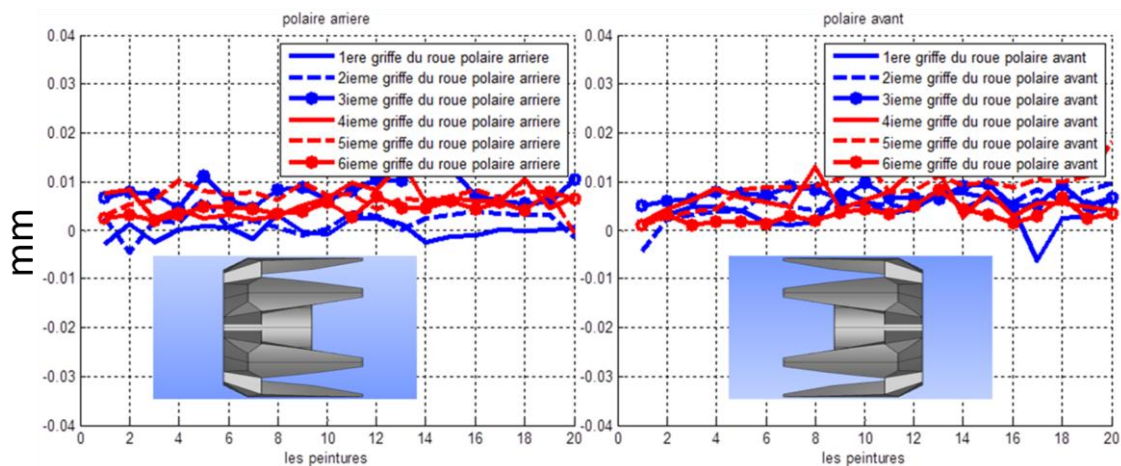


Figure 31 L'épaisseur de la peinture du rotor (Lot 3 Numéro 1)

2.4.1.2 Mesure de la rectitude sur chaque griffe

Pour les 5 lots, chaque rectitude est mesurée en 20 points sur chacune des 12 griffes du rotor (Figure 32).

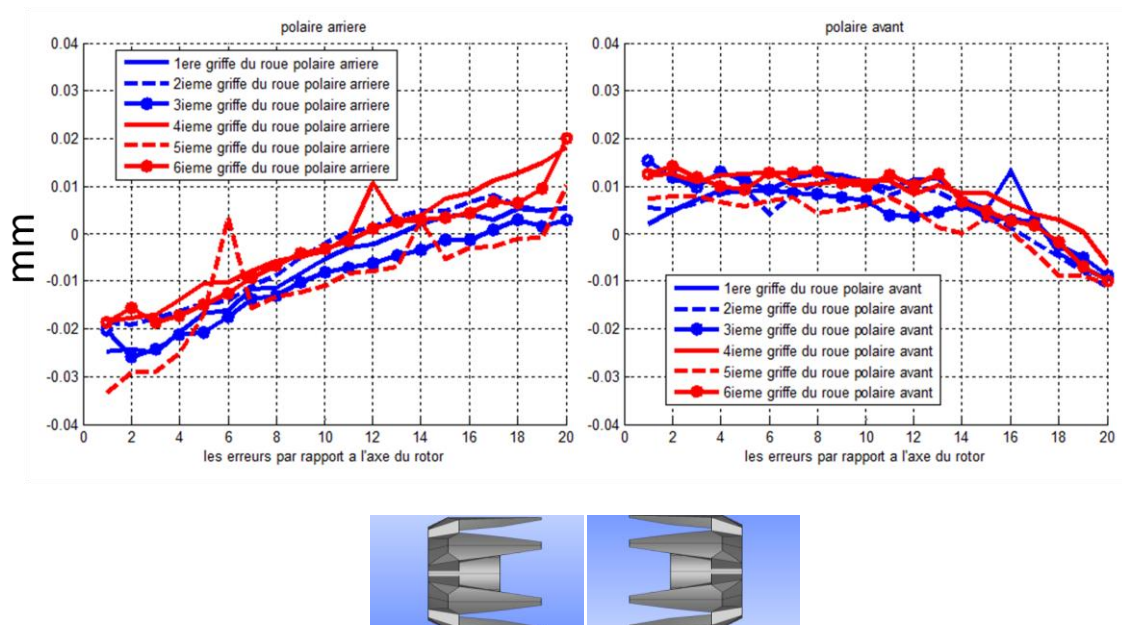


Figure 32 Ecart suivant la normale par rapport à l'axe du rotor (Lot 4 Numéro 5) pour les roues avant et arrière

La Figure 32 montre les écarts suivant la normale par rapport à l'axe du rotor (Lot 4 Numéro 5). Les écarts sont définis par rapport à l'axe du rotor (l'axe du cylindre du rotor), on peut les considérer (au sens des moindres carrés) comme des écarts de forme. On constate que les griffes ont tendance à s'ouvrir vers l'extérieur (le 20ième point représente le bout des griffes de la roue polaire arrière dans la Figure 32 à gauche alors que le premier point représente le bout des griffes de la roue polaire avant dans la Figure 32 à droite). Pour les rotors des lots 4 et 5 qui sont fabriqués à Turquie, ils ont tous une tendance à s'ouvrir vers l'extérieur.

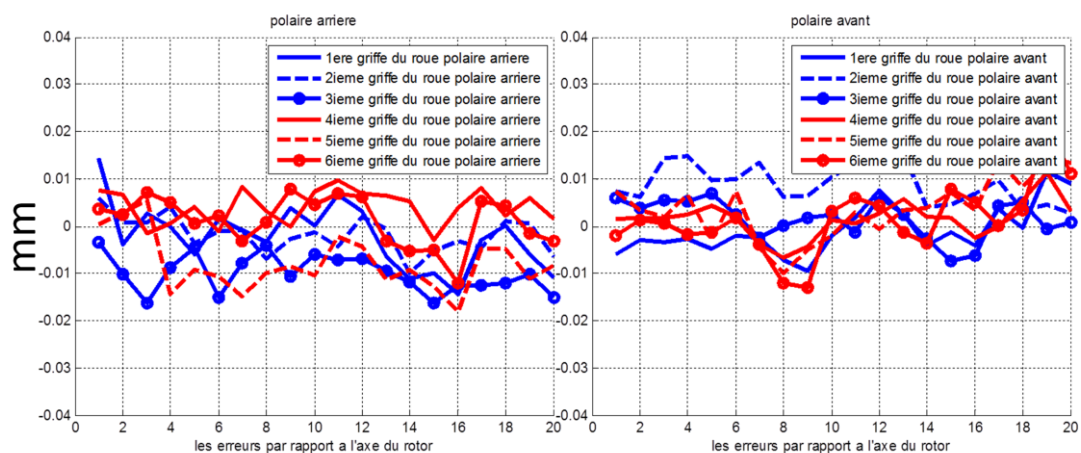


Figure 33 Ecart suivant la normale par rapport à l'axe du rotor (Lot 1 Numéro 3)

Pour les 3 lots fabriqués à Etaples, ils n'ont pas de tendance à s'incliner vers l'extérieur. La Figure 33 montre les écarts suivant la normale par rapport à l'axe du rotor (Lot 1 Numéro 3). Les écarts constatés sont cohérents avec un processus de tournage interrompu (passage d'une griffe à l'autre).

Tableau II Les tendances à l'inclinaison des griffes pour les 5 lots

	Lot 1	Lot 2	Lot 3	Lot 4	Lot 5
Lieu de fabrication	Etaples	Etaples	Etaples	Turquie	Turquie
Inclinaison des griffes	NON	NON	NON	OUI	OUI

2.4.2 Résultats de mesure sur les stators

2.4.2.1 50 stators démontés de l'alternateur à griffes

Cette partie va présenter les résultats des stators démontés de l'alternateur à griffes.

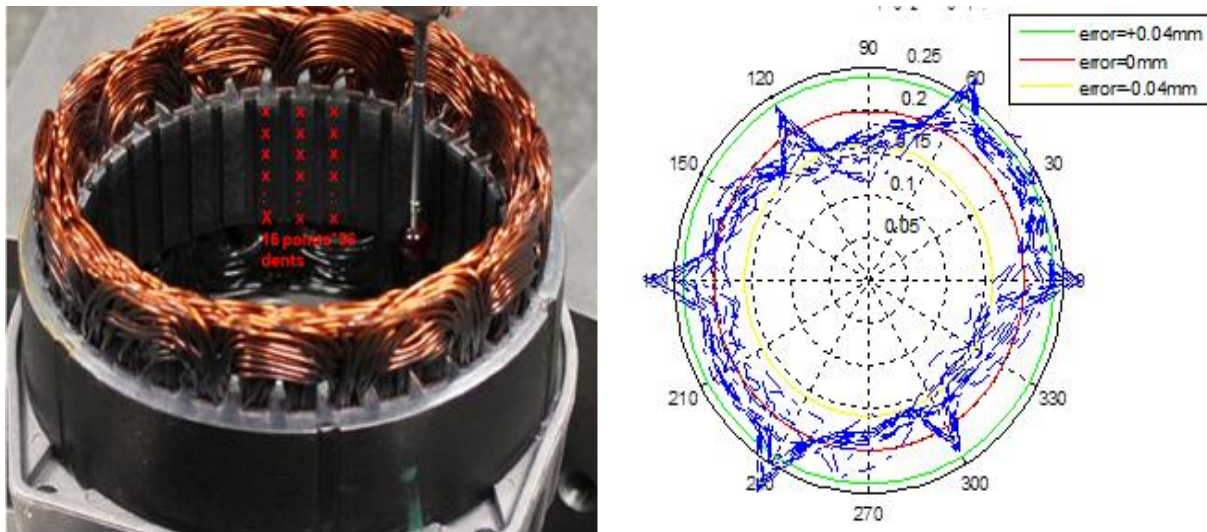


Figure 34 16 relevés de couche du stator (Lot 4 Numéro 4)

Comme cela a été signalé précédemment, l'opération de collage aboutit au fait que le stator est libre par rapport au carter après démontage de la machine. Le collage « fige » probablement en partie la forme du stator du côté opposé.

Graphiquement, les 16 relevés « par couche » sont projetés dans un plan qui est perpendiculaire à l'axe du stator dont le cylindre du stator est construit par la méthode des moindres carrés selon les $16 \times 36 = 572$ points. Sur la Figure 34, on voit clairement une forme elliptique probablement attribuable au serrage par les 4 vis et 6 pics dans les 16 relevés qui correspondent aux 6 soudures. Les 16 relevés ne sont pas tout à fait similaires, le processus de fabrication a une influence variable selon la couche mesurée dans le stator.

Le paquet de tôle enroulé du stator est maintenu par 6 soudures (cf Chapitre 1). La première soudure représente la coordonnée polaire 0° (Figure 34, Figure 35, Figure 36). Il apparaît 6 sauts correspondant aux 6 soudures. On voit aussi clairement une déformation sous forme rectangulaire. On peut imaginer que, lors de l'assemblage du carter et du stator, le serrage des 4 vis déforme le stator.

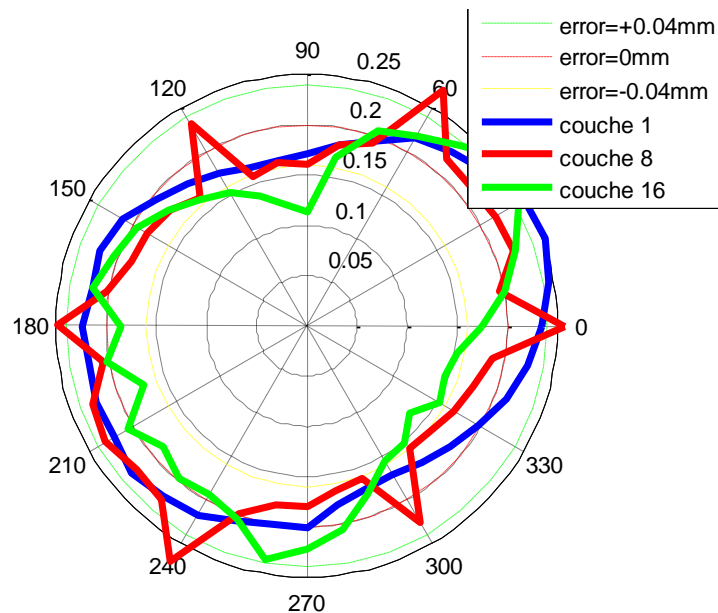


Figure 35 Les relevés des couches (1, 8, 16) du stator



Figure 36 Les 6 soudures et les 4 vis

La tolérance de fabrication étant définie en diamètre, on présente sur la Figure 37 un graphique en écart selon la normale que l'on peut interpréter comme une variation de rayon et un autre graphique (à droite) en variation de diamètre. Il suffit de faire la somme des écarts deux par deux diamétralement opposés.

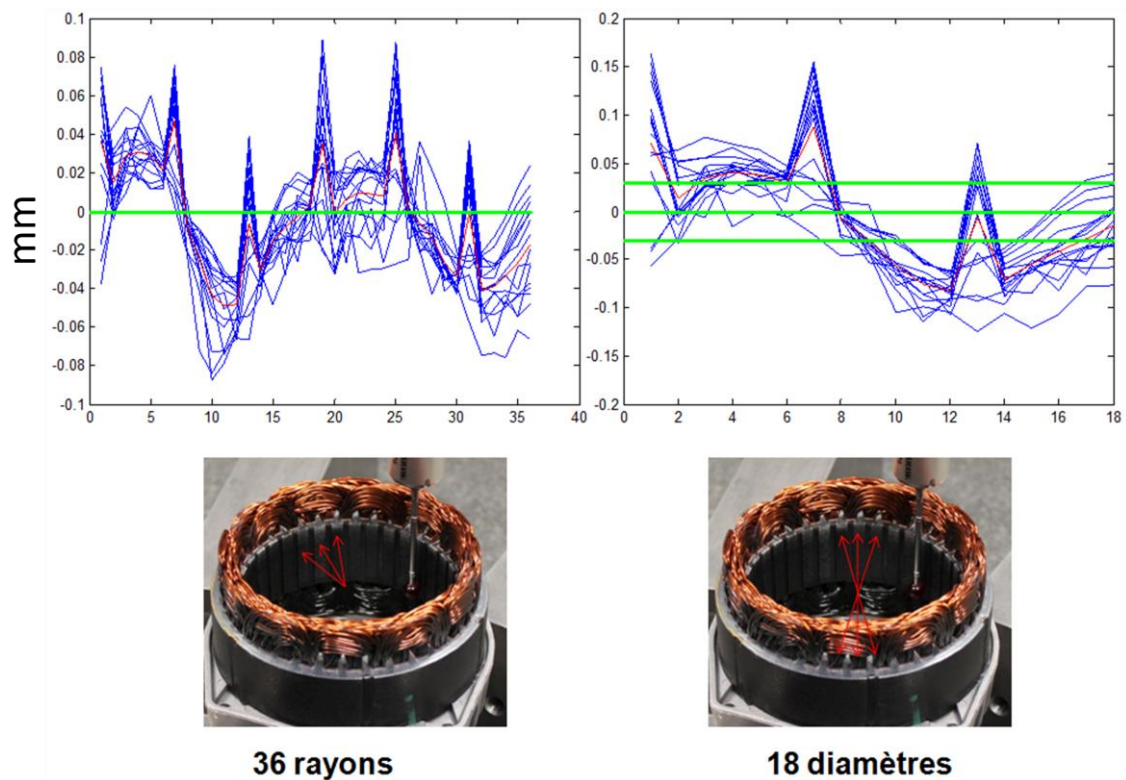


Figure 37 Présentation des erreurs des 36 rayons et des erreurs des 18 diamètres

Les lignes vertes représentent les tolérances de fabrication qui sont assez largement « dépassées ».

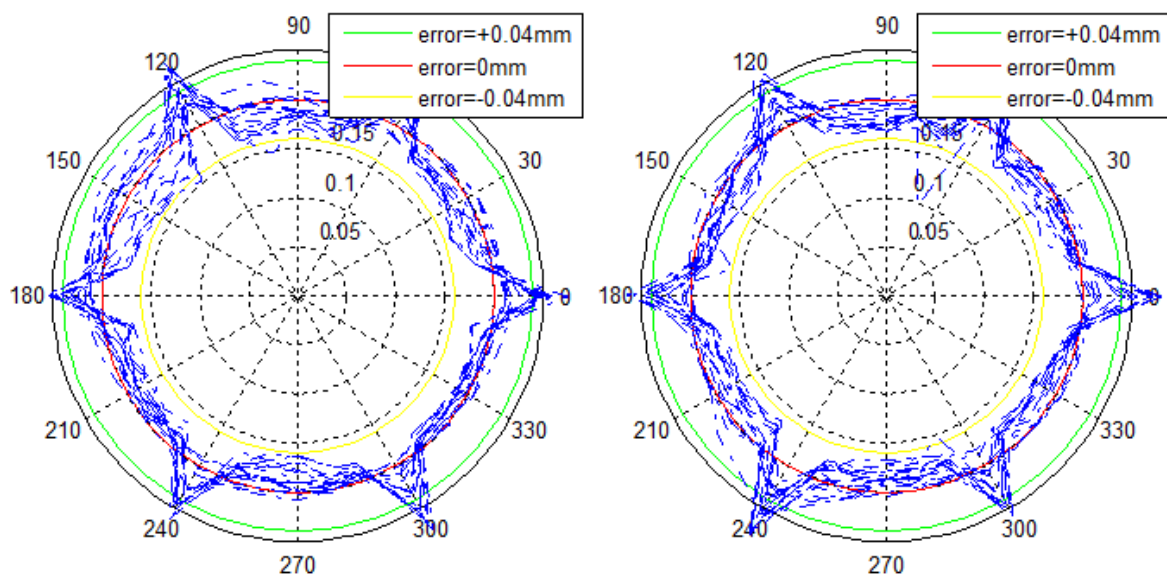


Figure 38 Les deux stators (Lot 3 Numéro 3 et 8) ne sont pas collés après le démontage lors de la mesure

Pour la vérification de l'effet des 4 vis, on prend deux machines (stator non collé) dans le lot 3 (Figure 38), c'est-à-dire que le stator n'est pas collé avant le démontage de la

machine. L'idée est que le stator revient à l'état du stator bobiné avant l'assemblage par les 4 vis et la forme rectangulaire n'apparaît plus. Pour analyser le phénomène de déformation liée au processus, on a mesuré 10 stators non bobinés et 10 stators bobinés.

2.4.2.2 Procédure de mesure sur les 10 stators bobinés et les 10 stators non bobinés

2.4.2.2.1 Mise en place du repère

La procédure est la même que pour la mesure du stator monté dans son carter sauf pour l'arrêt en rotation qui ne peut évidemment pas être fait sur la goupille (Figure 39). On a marqué (en vert) une dent correspondante au début de l'enroulement du stator et qui définit l'axe X.

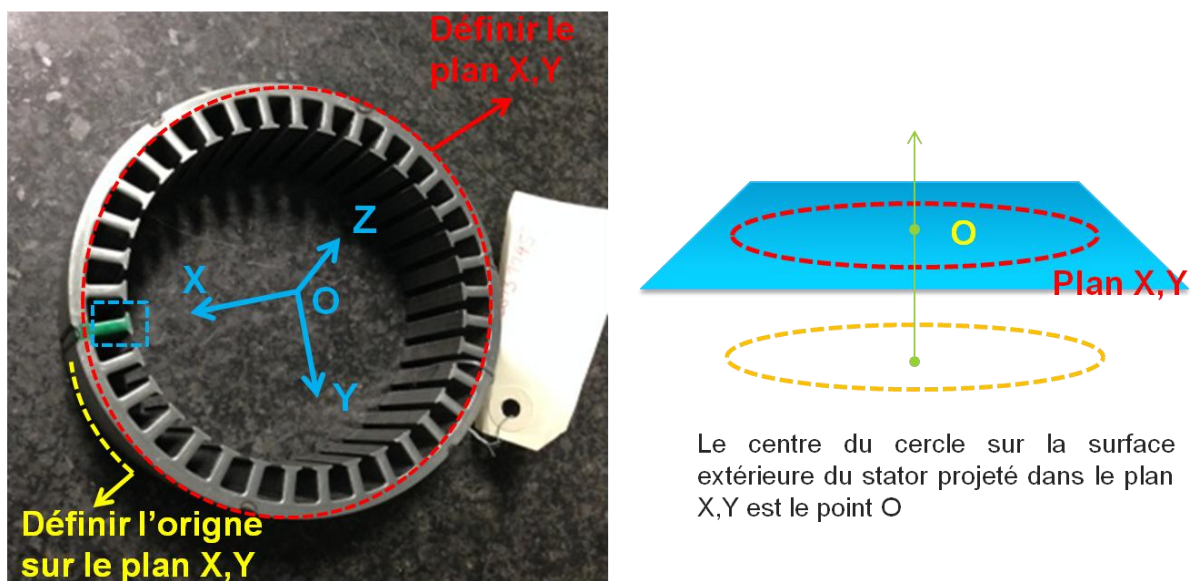


Figure 39 Référence du stator non bobiné

2.4.2.2.2 10 stators bobinés

Dans le processus de fabrication, le bobinage est préformée avant insertion et ensuite, inséré par la machine à bobiner dans le stator. Au cours de ce processus, les différentes couches du stator subissent des efforts différents (Figure 40).



Figure 40 Bobine préformée avant insertion et stator bobiné

Les 10 stators bobinés ont été fabriqués à Etaples. La Figure 41 et la Figure 42 présentent les écarts sur le stator 1, on retrouve les 16 courbes représentant 16 couches, chaque courbe comprend 36 points.

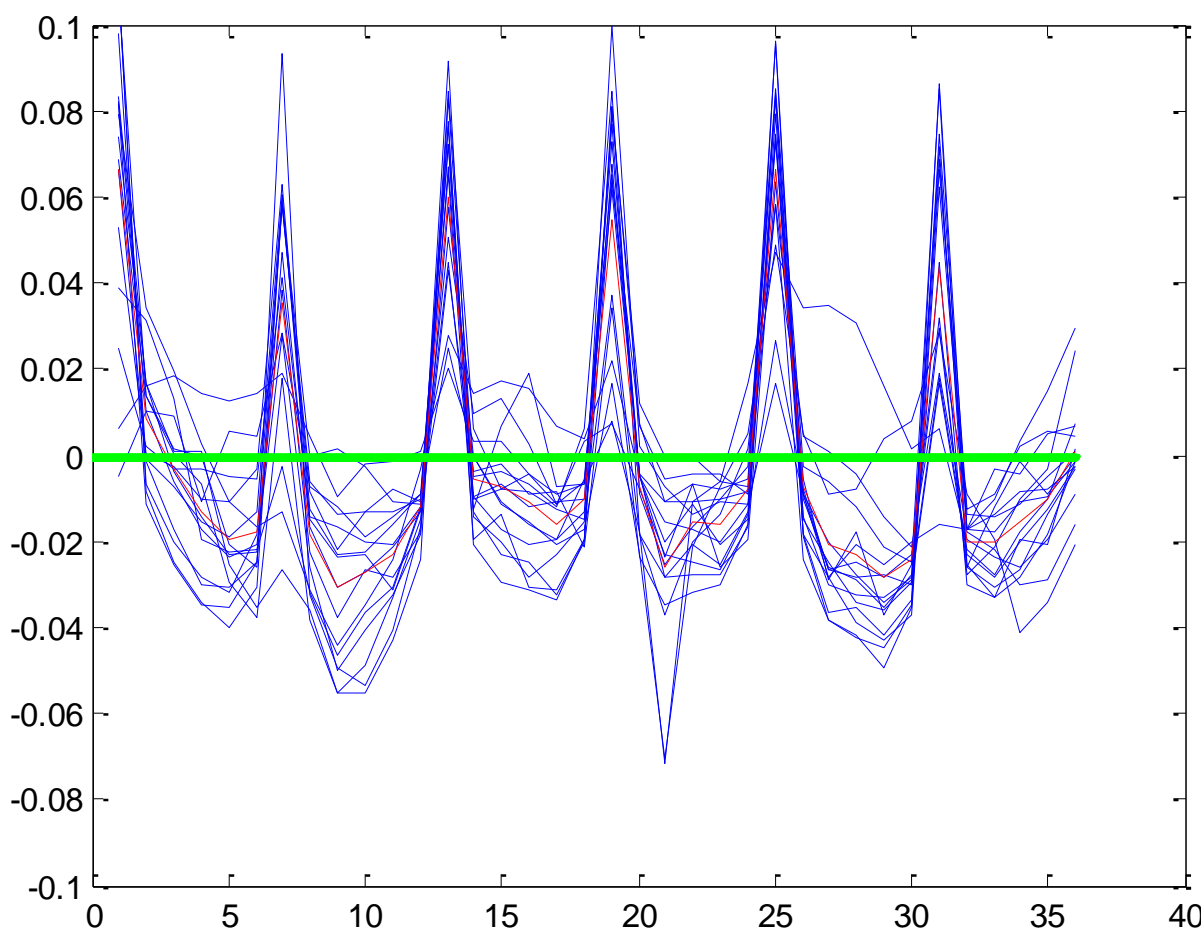


Figure 41 Ecart sur un stator bobiné (Lot stator bobiné Numéro 1)

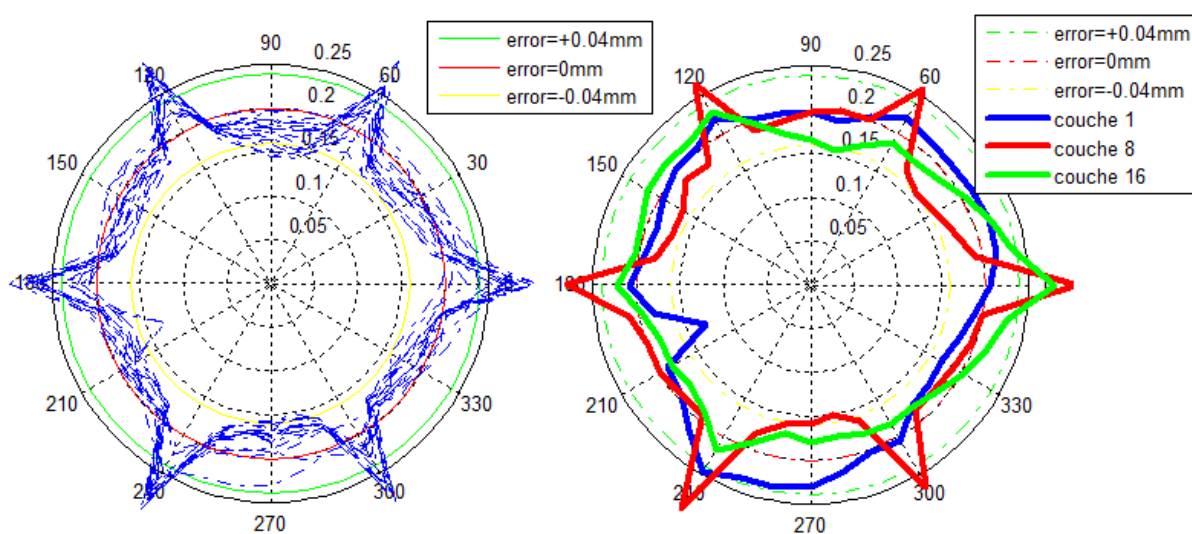


Figure 42 Stator bobiné (Lot stator bobiné Numéro 1) en coordonnées polaires

2.4.2.2.3 10 stators non bobinés



Figure 43 Le stator non bobiné

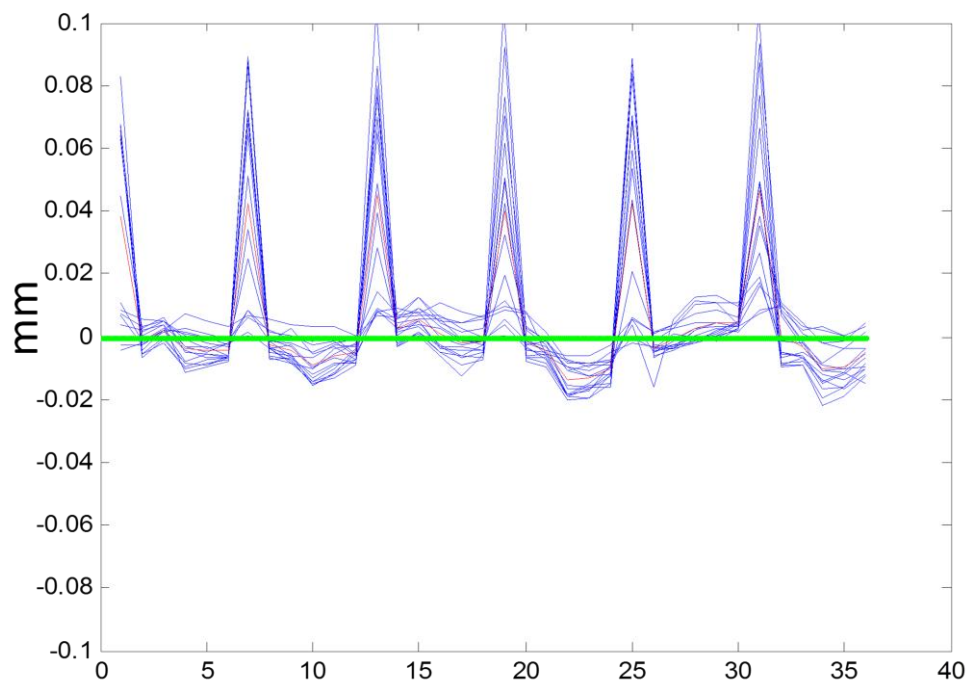


Figure 44 Ecart sur le stator non bobiné (Lot stator non bobiné Numéro 4)

La Figure 44 présente les écarts sur le stator non bobiné Numéro 4. Pour l'essentiel, on constate que les 6 soudures ont une grande influence. Lorsque les tôles du stator sont soudées, après le processus de refroidissement, le matériau autour des 6 soudures se rétracte et conduisant à un recul de la dent sous la soudure. Les courbes sont moins dispersées qu'après bobinage selon la profondeur.

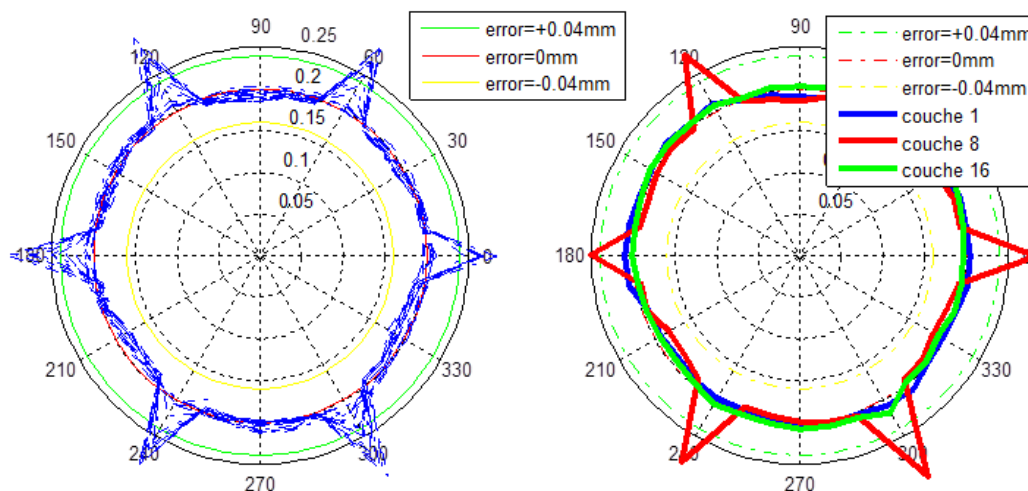


Figure 45 Les erreurs du rayon du stator non bobiné (Lot stator non bobiné Numéro 4) présentées en coordonnée polaire

En coordonnées polaires, on peut constater (Figure 45 à gauche) que la forme globale du stator est circulaire sauf les 6 pics correspondants aux soudures. On peut constater (Figure 45 à droite) que la première couche et la dernière couche ne sont pas influencées par les 6 soudures. Les résultats des autres 9 stators non bobinés sont similaires. L'explication serait que le paquet de tôles est coincé entre deux plateaux au moment de la soudure et donc que l'effort de frottement bloquerait le déplacement de la matière.

Tableau III Les formes du stator des différents lots

	Lot stator non bobiné	Lot stator bobiné	Lot 1	Lot 2	Lot 3	Lot 4	Lot 5
Lieu	Etaples	Etaples	Etaples	Etaples	Etaples	Turquie	Turquie
A	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI
B	NON	NON	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI
C	NON	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI

A : 6 retraits des dents (6 pics) B: Forme ellipse C : Erreurs dispersé selon les différentes couches

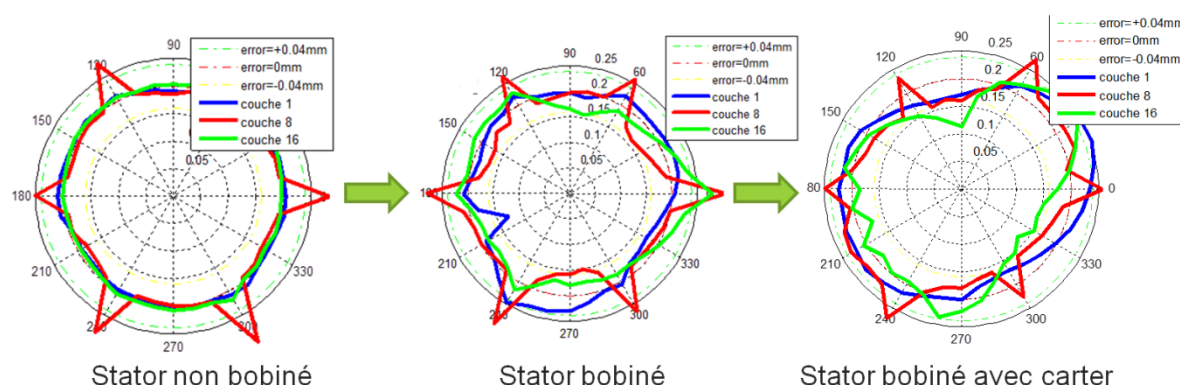


Figure 46 Déformation générale du stator selon les procédés de fabrication

Le Tableau III montre les formes du stator des différents lots. Tous les lots de stators ont 6 « dents » correspondant aux 6 soudures qui sont orientées vers l'extérieur. A cause des

vis d'assemblage probablement, une forme elliptique apparaît dans les stators assemblés dans le carter. Avec l'insertion des bobinages, les erreurs sont plus dispersées selon les différentes couches par rapport aux stators non bobinés.

La Figure 46 montre la déformation générale du stator le long du procédé de fabrication.

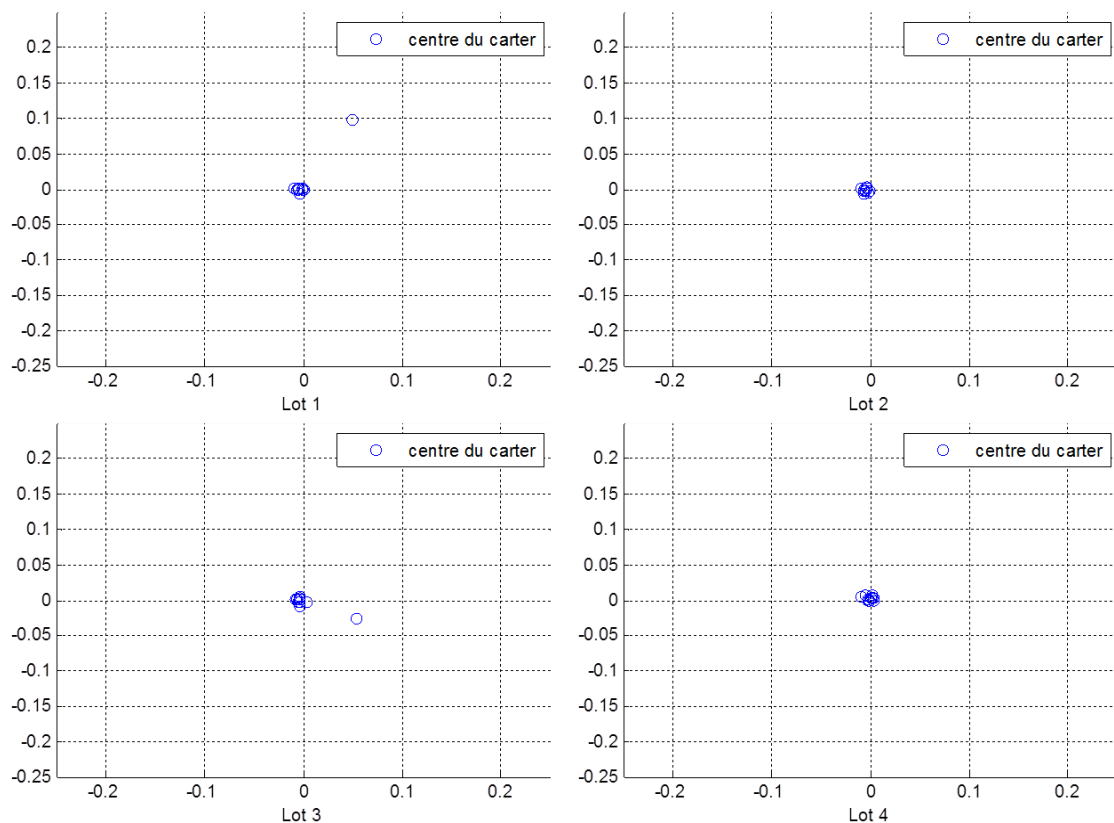
2.4.3 Assemblage

2.4.3.1 Position du centre de la bague du carter



Figure 47 Le centre de la bague du carter

On s'intéresse à la position du centre de la bague intérieure du roulement par rapport à la référence construite sur l'appui plan-centrage court, il s'agit donc du point $(X2_b, Y2_b, Z2_b)$ de la Figure 28.



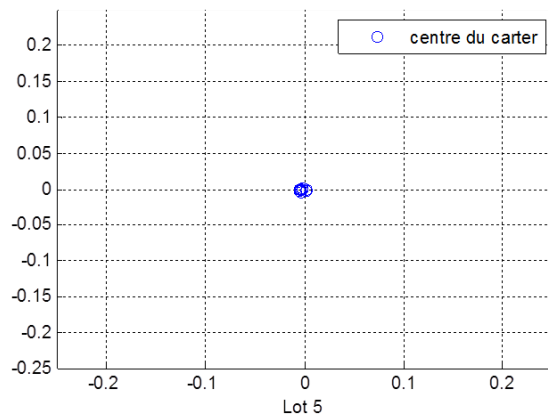


Figure 48 Le centre de la bague du carter des 50 machines

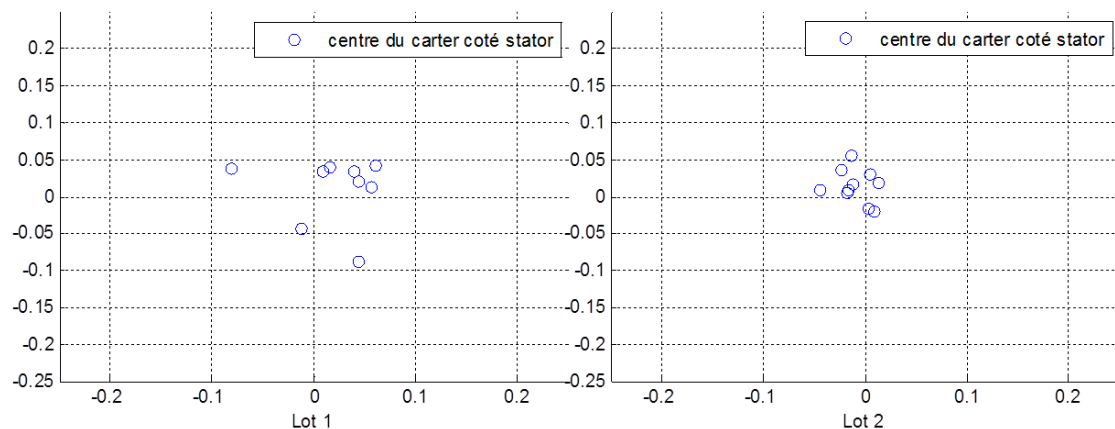
Les centres de la bague des 50 machines sont bien centrés sauf sur deux machines.

2.4.3.2 Position du centre de la portée extérieure du roulement du stator

De la même manière, on s'intéresse à la position de la portée extérieure du roulement du palier arrière dans le repère défini par l'appui plan – centrage court (Figure 49). Il s'agit donc du point $(X1_b, Y1_b, Z1_b)$ de la Figure 28.



Figure 49 Le centre de la portée du stator



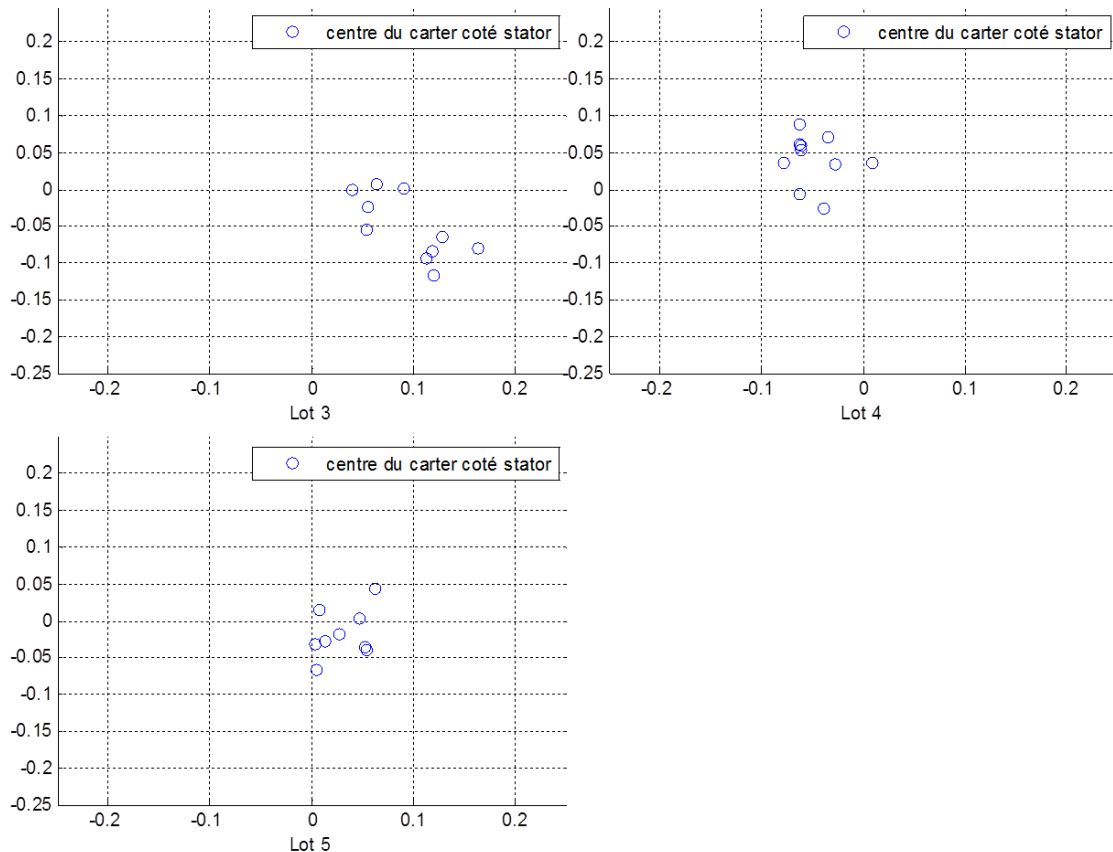


Figure 50 Le centre de la portée du stator des 50 machines

Les centres sont beaucoup plus dispersés autour du point d'origine que dans le cas précédent. On peut avancer deux explications. D'une part, on ne mesure pas directement les éléments de référence du carter qui sont mesurés sur le stator et, d'autre part, on est sur une bague en plastique.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, 10 stators non bobinés, 10 stators bobinés et 50 alternateurs à griffes sont démontés et mesurés. A partir des résultats, on voit que les procédés de fabrication introduisent d'une part des écarts par rapport aux cotes nominales (imperfections) et que de plus il apparait une dispersion des dimensions d'un stator à l'autre. A partir de ces résultats, on pourrait proposer des « petites » modifications des procédés de fabrication, par exemple, au sujet de la méthode de soudage, du nombre de soudures voire de la position des 4 vis. Mais, il est intéressant d'essayer d'évaluer l'influence de ces imperfections et de ces dispersions sur les performances de la machine car celles-ci selon leur nature peuvent avoir des effets très différents. Il n'est intéressant d'agir que sur les phénomènes qui ont une influence.

Dans le chapitre suivant, on va proposer un modèle pour les déformations en vue d'évaluer leur impact sur les performances de la machine en utilisant un modèle numérique par éléments finis.

3 Chapitre 3 : Modélisation paramétrique d'imperfection géométrique

Le chapitre 2 a permis de mettre en place la méthodologie expérimentale pour l'étude géométrique. On a, en particulier, présenté la métrologie tridimensionnelle, le concept de remontage virtuel et la construction des repères. Dans ce chapitre, on va proposer une modélisation des écarts constatés entre la géométrie nominale et la géométrie réelle en vue d'évaluer leur impact sur les performances de la machine en utilisant un modèle numérique par éléments finis. Dans la première partie, on va présenter les résultats bruts de l'excentricité puis modéliser l'excentricité 3D par 4 paramètres en fonction des résultats de mesure. Dans la deuxième partie, on présente la modélisation des écarts constatés sur le stator par Transformée de Fourier Discrète (TFD). L'usage de cette méthode est assez naturel dans la mesure où le stator est circulaire et que les écarts constatés présentent des périodicités évidentes et justifiables par le procédé de fabrication. Les écarts sont donc modélisés par des fonctions sinusoïdales classiquement qualifiées d'harmoniques. On développe ensuite une méthodologie permettant de réduire le nombre de paramètres nécessaires pour modéliser la plus grande part des écarts possibles en ne conservant que les « harmoniques principaux ». On complète la modélisation dans la direction axiale par des polynômes.

3.1 Modélisation de l'excentricité

3.1.1 Représentation de l'excentricité

Pour étudier l'excentricité à partir des données mesurées, trois axes sont définis par rapport à la structure de la machine : axe de rotation du rotor, axe du stator et axe du rotor (cf Chapitre 2).

Dans l'étude de l'excentricité, on suppose que l'assemblage entre le carter et le stator qui correspond à un appui plan plus un centrage court est parfait c'est-à-dire sans jeu entre les pièces et sans déformation de l'ensemble, donc (Figure 51) :

- L'axe de rotation du rotor passe par les centres de la bague du roulement du carter et de la portée du roulement du stator (dans un plan médian)
- L'axe du rotor est cohérent avec l'axe du cylindre extérieur du rotor calculé au sens des moindres carrés par l'ensemble des points mesurés
- L'axe du stator est cohérent avec l'axe du cylindre intérieur du stator calculé au sens des moindres carrés par l'ensemble des points mesurés

En termes de métrologie, ces axes ne sont pas évalués dans les mêmes référentiels mais on a explicité l'analyse des positions relatives au paragraphe 2.4.5 du chapitre 2.



Figure 51 Définition des trois axes

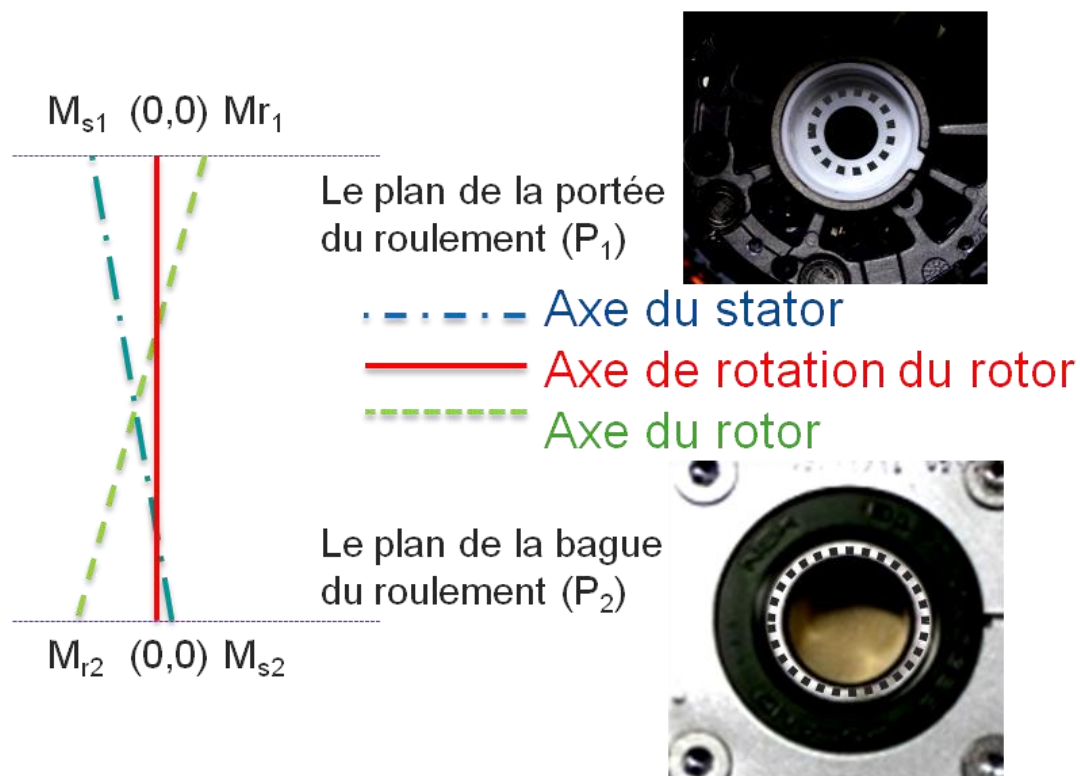
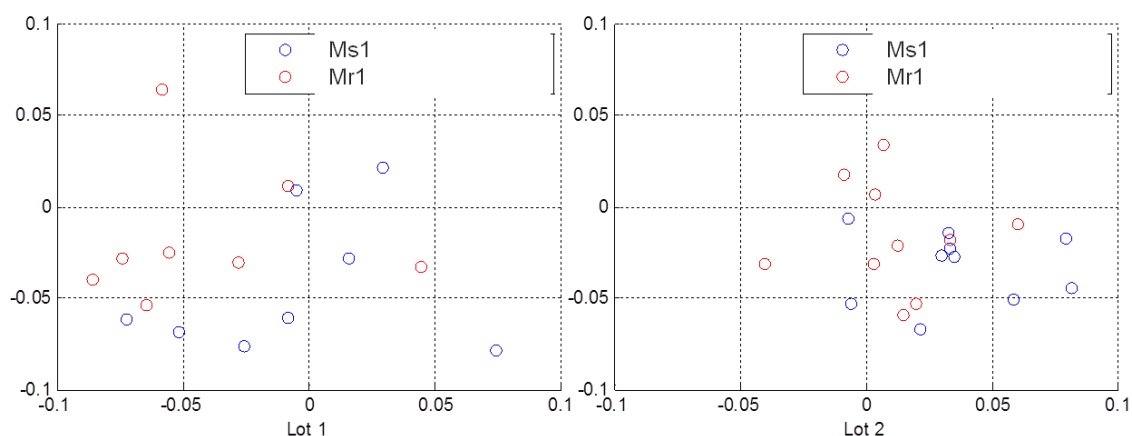


Figure 52 Représentation des trois axes et des points M_{s1} , M_{s2} , M_{r1} , M_{r2}

Les points des points M_{s1} , M_{s2} , M_{r1} , M_{r2} ont été définis au chapitre 2.



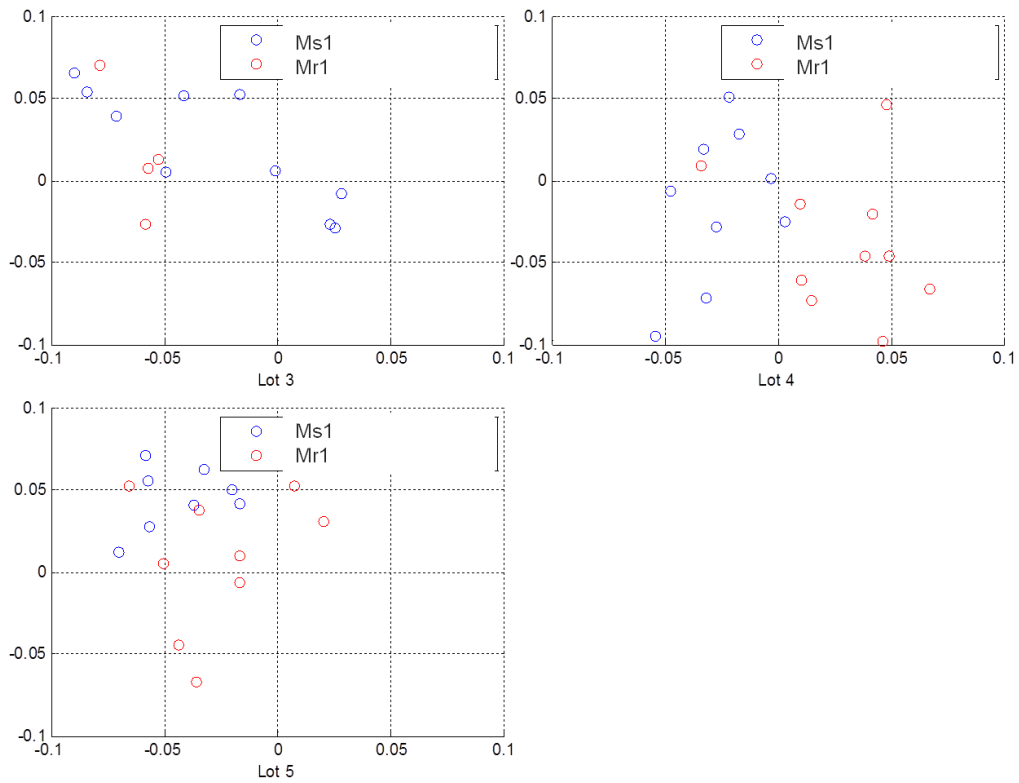
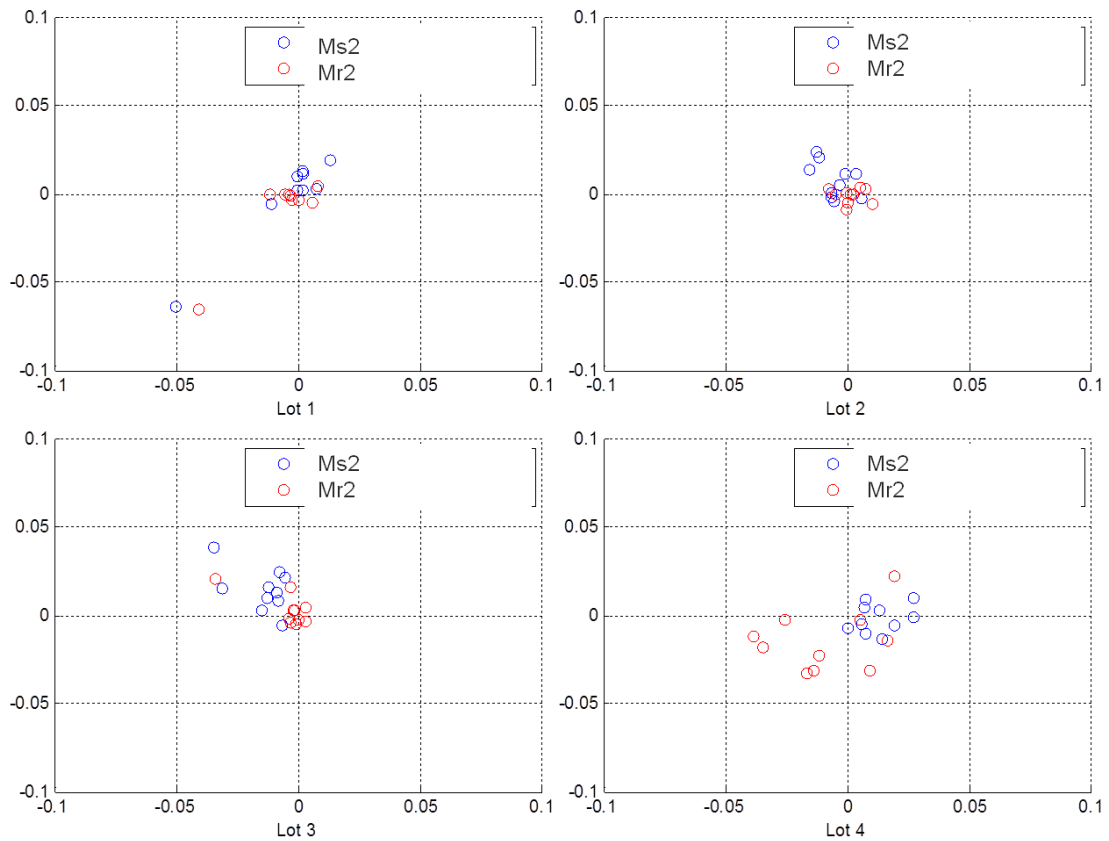


Figure 53 Répartition des points M_{s1} et M_{r1} pour les 5 lots [mm]

La Figure 53 représente la répartition des points M_{s1} et M_{r1} pour les 5 lots dans le plan P1, ils sont plus dispersés que les points M_{s2} et M_{r2} dans la Figure 54.



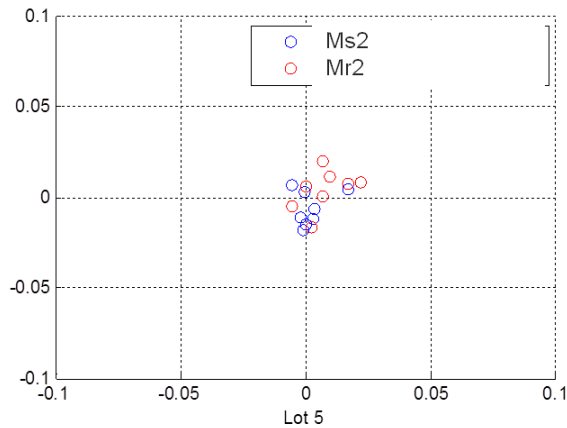


Figure 54 Répartition des points M_{s2} and M_{r2} pour les 5 lots [mm]

Dans la Figure 54, on peut constater que les points M_{s2} et M_{r2} dans le lot 4 sont plus dispersés que ceux des autres lots mais que cette dispersion est visiblement plus faible que celle que l'on a avec les points M_{r1} et M_{s1} .

Un objectif important est la réduction du nombre de paramètres permettant la modélisation géométrique des écarts mesurés sur la machine. En effet comme on le verra dans le chapitre suivant si le nombre de paramètres d'entrée est trop important, la propagation au travers du modèle sera infaisable du fait de la malédiction de la dimension. L'examen des Figure 53 et Figure 54 nous amène à considérer que les points M_{s2} et M_{r2} dans le plan P_2 sont confondus à (0,0) et que l'essentiel de la dispersion est portée par les coordonnées des points M_{s1} et M_{r1} . On aura alors une configuration des axes comme celle présentée Figure 55.

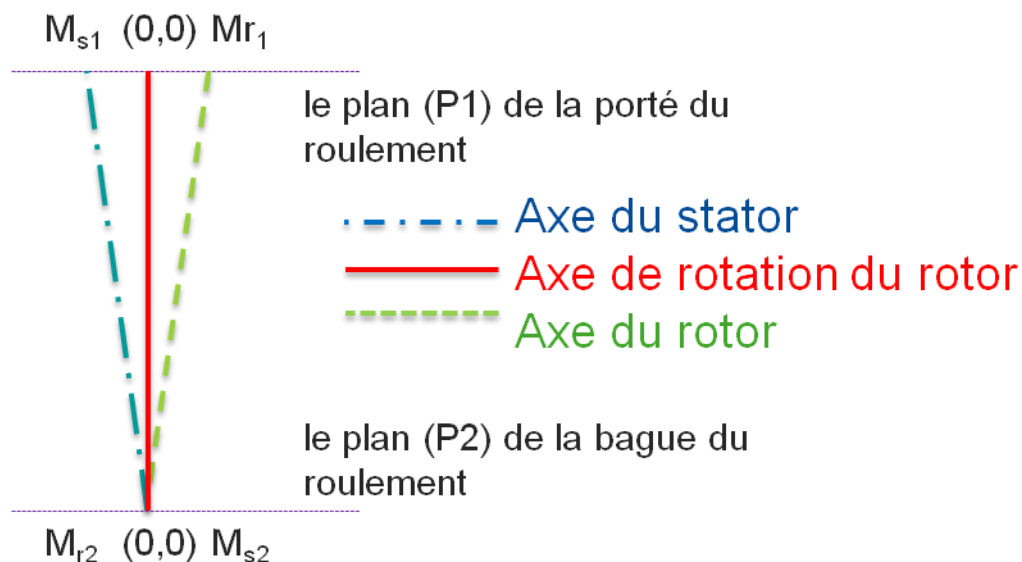


Figure 55 Représentation des 3 axes quand les variabilités dans le plan P2 sont négligées

3.1.2 Présentation du modèle

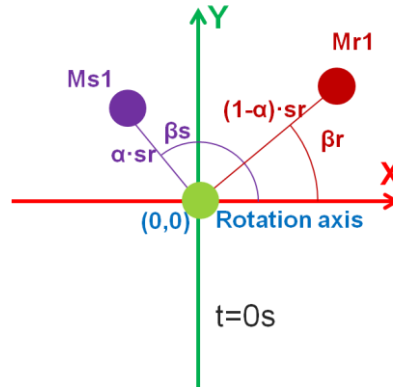


Figure 56 Modélisation de l'excentricité

On peut modéliser les trois centres avec 4 paramètres qui définissent les positions du centre du stator (M_{s1}) et du centre du rotor (M_{r1}) dans le plan 1. On modélise donc l'excentricité avec 4 paramètres. Néanmoins, pour bien mettre en évidence les différents types d'excentricité, on propose dans la suite un nouveau type de paramétrage.

Sur la Figure 56, la distance entre le centre du stator et le centre de rotation du rotor est notée $\alpha \cdot sr$, celle entre le centre de rotation du rotor et le centre du rotor est notée $(1-\alpha) \cdot sr$. Les trois centres n'étant pas alignés dans le cas général, on ajoute donc deux angles. Les paramètres $(\alpha, sr, \beta_s, \beta_r)$ définissent les positions des trois centres.

$$X_{Ms1} = \alpha \cdot sr \cdot \cos(\beta_s) \quad (1)$$

$$Y_{Ms1} = \alpha \cdot sr \cdot \sin(\beta_s) \quad (2)$$

$$X_{Mr1} = (1-\alpha) \cdot sr \cdot \sin(\beta_s) \quad (3)$$

$$Y_{Mr1} = (1-\alpha) \cdot sr \cdot \cos(\beta_r) \quad (4)$$

Le paramètre α distingue bien le type de l'excentricité :

1. Excentricité statique - ($\alpha=1$)
2. Excentricité dynamique - ($\alpha=0$)
3. Excentricité mixte - ($0<\alpha<1$)

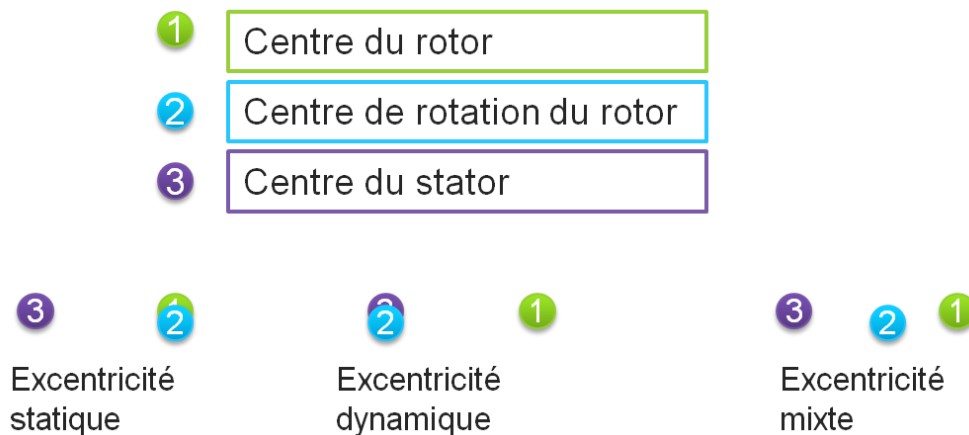


Figure 57 Trois types d'excentricité

3.2 Déformation du stator

3.2.1 Méthode des moindres carrés et transformation de Fourier discrète

On a mesuré les dimensions de 70 stators comme cela a été montré dans le chapitre 2 au paragraphe 2.5.2. On constate des phénomènes récurrents (6 pics, forme elliptique, etc.). Les écarts peuvent être hors tolérance pour le diamètre ($\pm 0.03\text{mm}$).

On peut donc faire deux remarques :

- Un simple examen de la Figure 38 du chapitre 2, par exemple, montre que les écarts entre les points sont corrélés, il est exclu de les modéliser comme des variables indépendantes. .
- Comme cela a été déjà signalé précédemment et cela sera détaillé dans le chapitre IV, si l'on veut proposer une modélisation probabiliste des écarts utile dans le cadre d'une propagation d'incertitudes avec un modèle 3D de la machine à griffes, il est indispensable de réduire le nombre de paramètres. Il faut que les paramètres du modèle réduit gardent une signification physique géométrique simple de manière à ce que l'on puisse facilement lier chaque paramètre à une ou plusieurs étapes du procédé de fabrication. En effet, si un des paramètres est très influent, alors on saura sur quelle partie du procédé agir.

On cherche donc un modèle probabiliste défini avec le plus petit nombre de variables aleatoires possibles qui puisse représenter efficacement les écarts constatés.

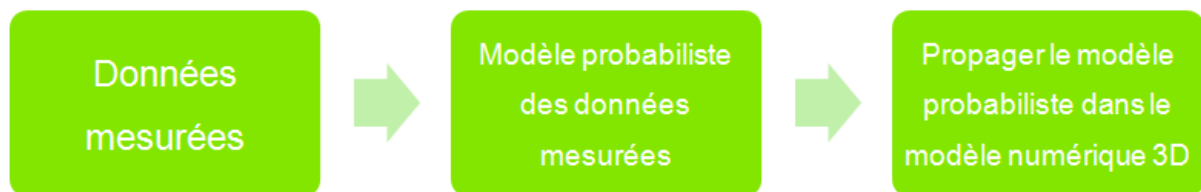


Figure 58 Modèle probabiliste

La modélisation doit également permettre d'identifier le lien entre les paramètres du modèle et le processus de fabrication. C'est la raison pour laquelle on a évité d'utiliser des méthodes automatiques de réduction comme l'Analyse en Composante Principale qui est optimale du point de vue mathématique mais qui conduit à des paramètres sans signification physique directe.

Méthode des moindres carrés

La méthode des moindres carrés est la méthode de base pour la première étape d'analyse. Il s'agit de chercher la meilleure solution qui assure que la somme des différences carrées entre les valeurs réelles et les valeurs données par le modèle soit minimale. On pose :

- n : l'indice du point mesuré et e_n l'écart mesuré au point n

- $\varepsilon_{n,k}$: l'écart dans la direction de la normale provoqué par le « phénomène » numéro k. Ici, il s'agira de l'harmonique de rang k mais on pourrait faire la même analyse avec n'importe quelle modélisation à caractère linéaire. On prendra une amplitude choisie arbitrairement pour le phénomène à modéliser mais du bon ordre de grandeur. On calculera alors un coefficient multiplicatif sans dimension qui, multiplié par $\varepsilon_{n,k}$ fournira l'écart suivant la normale attribuable au phénomène étudié.
- x_k est un coefficient multiplicatif et qui représente l'inconnue de notre problème. Le produit $\varepsilon_{n,k} \times x_k$ représente l'écart modélisé pour le phénomène k.
- on admet que les phénomènes modélisés sont linéairement superposables.

On peut donc écrire :

$$e_n = \sum_{k=0}^m \varepsilon_{n,k} \times x_k \quad (5)$$

L'équation (5) peut se mettre sous la forme matricielle (6) dans laquelle [E] est le vecteur colonne des écarts constatés, [E] ne dépend que des phénomènes modélisés et [X] est le vecteur colonne des inconnues:

$$[E] = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{1,0} & \varepsilon_{1,1} & \varepsilon_{1,2} & \cdots & \varepsilon_{1,m} \\ \varepsilon_{2,0} & \varepsilon_{2,1} & \varepsilon_{2,2} & \cdots & \varepsilon_{2,m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \varepsilon_{n,0} & \varepsilon_{n,1} & \varepsilon_{n,2} & \cdots & \varepsilon_{n,m} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_k \end{bmatrix} = [E] \times [X] \quad (6)$$

Afin d'obtenir une estimation de [X] vecteur contenant les coefficients x_k , on utilise la méthode classique des moindres carrés :

$$[\hat{X}] = ([E]^T [E])^{-1} [E]^T [E] \quad (7)$$

Donc, on peut calculer le vecteur colonne des écarts estimés $[\hat{E}]$:

$$[\hat{E}] = [E] \times [\hat{X}] \quad (8)$$

Le vecteur colonne des écarts résiduels est :

$$[R\acute{e}sidual] = [E] - [\hat{E}] \quad (9)$$

On peut calculer le coefficient de détermination pour évaluer l'efficacité du résultat :

$$FC = 1 - \frac{\sum (R\acute{e}sidual)^2}{\sum (Erreur)^2} = 1 - \frac{\sum_{i=1}^m (e_i - \hat{e}_i)^2}{\sum_{i=1}^m (e_i)^2} \quad (10)$$

Dans ce cas-là, \sqrt{FC} est appelé « précision du modèle ».

$$pr\acute{e}cision\ du\ mod\grave{e}le = \sqrt{FC} = \sqrt{1 - \frac{\sum (R\acute{e}sidual)^2}{\sum (Erreur)^2}} = \sqrt{1 - \frac{\sum_{i=1}^m (e_i - \hat{e}_i)^2}{\sum_{i=1}^m (e_i)^2}} \quad (11)$$

Pour mieux comprendre l'interprétation de ce coefficient, on peut utiliser une représentation géométrique classique qui consiste à écrire le vecteur colonne des m écarts constatés comme la somme vectorielle des écarts modélisés et des écarts résiduels. Le fait de minimiser la norme au carré du vecteur des écarts résiduels s'interprète comme une projection orthogonale du vecteur des écarts constatés dans

l'espace vectoriel construit grâce aux vecteurs colonnes de termes $\varepsilon_{n,k}$ représentant les phénomènes modélisés.

Géométriquement, on peut donc définir un cosinus généralisé comme le rapport de la norme du vecteur estimé divisée par la norme du vecteur constaté.

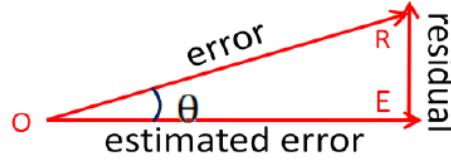


Figure 59 Facteur de covariance

Donc,

$$FC = \frac{\sum_{i=1}^m (\hat{e}_i)^2}{\sum_{i=1}^m (e_i)^2} = \cos^2 \theta = 1 - \sin^2 \theta = 1 - \frac{\sum (\text{Résiduel})^2}{\sum (\text{Erreur})^2} \quad (12)$$

On peut donc considérer que \sqrt{FC} représente une estimation de la précision du modèle ou plutôt de sa capacité à bien représenter les écarts constatés.

$$\text{précision du modèle} = \sqrt{FC} = \sqrt{1 - \frac{\sum (\text{Résiduel})^2}{\sum (\text{Erreur})^2}} = \sqrt{1 - \frac{\sum_{i=1}^m (e_i - \hat{e}_i)^2}{\sum_{i=1}^m (e_i)^2}} \quad (13)$$

Quand les écarts estimés sont proches des écarts constatés, la « précision » du modèle est proche de 1. On a choisi un seuil de 0.8 dont nous savons qu'il a un caractère arbitraire mais qui paraît raisonnable. Si la précision du modèle est supérieure à 0.8, on dit que l'on a un bon modèle.

Transformation de Fourier Discrète [77]

La transformation de Fourier permet de décomposer un signal en composantes fréquentielles. C'est un outil puissant d'analyse du signal. Cette transformation pouvant s'interpréter comme une méthode de moindres carrés sur une base naturellement orthogonale, la notion de précision du modèle introduite ci-dessus s'applique sans problème.

Pour N points, la transformée de Fourier discrète (TFD) peut s'écrire:

$$\tilde{E}_k = TFD[e_k] = \sum_{n=0}^{N-1} e_n \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (k = 0, 1 \dots N-1) \quad (14)$$

La transformation de Fourier discrète inverse (ITFD) :

$$e_n = ITFD[\tilde{E}_k] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{E}_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (n = 0, 1 \dots N-1) \quad (15)$$

On peut appliquer (10) dans le cas des écarts dans la direction de la normale mesurés sur un stator pour une couche (36 points, e_n représente l'écart résiduel à l'encoche n), les coefficients sont calculés de manière suivante :

$$\tilde{E}_k = \sum_{n=0}^{35} e_n \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}kn} = \left(e_0 + e_1 \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}1k} + e_2 \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}2k} \dots + e_{33} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}33k} + e_{34} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}34k} + e_{35} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}35k} \right) \quad (k = 0,1,2 \dots 35) \quad (16)$$

On remarque qu'il y a une relation symétrique entre le terme k et le terme 36-k :

$$\begin{aligned} \tilde{E}_{36-k} &= \sum_{n=0}^{35} e_n \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}(36-k)n} \\ &= \left(e_0 + e_1 \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}1(36-k)} + e_2 \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}2(36-k)} \dots + e_{33} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}33(36-k)} \right. \\ &\quad \left. + e_{34} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}34(36-k)} + e_{35} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}35(36-k)} \right) \quad (k = 0,1,2 \dots 35) \\ &= \left(e_0 + e_1 \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}k} + e_2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}2k} \dots + e_{33} \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}33k} + e_{34} \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}34k} + e_{35} \right. \\ &\quad \left. \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}35k} \right) \quad (k = 0,1,2 \dots 35) \end{aligned} \quad (17)$$

C'est-à-dire que le terme k et le terme 36-k ont la même partie réelle mais que la partie imaginaire est inverse, du coup, le terme k et le terme 36-k peuvent être écrits en utilisant leur parties réelle a_k et imaginaire b_k sous la forme:

$$\tilde{E}_k = a_k + b_k \cdot i \text{ et } \tilde{E}_{36-k} = a_k - b_k \cdot i \quad (k = 1:17) \quad (18)$$

On peut décomposer les écarts constatés sur le stator sur une couche grâce à (15) :

$$e_n = \frac{1}{36} \sum_{k=0}^{35} \tilde{E}_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}kn} = \frac{1}{36} \left(\tilde{E}_1 + \tilde{E}_2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}1n} + \tilde{E}_3 \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}2n} \dots + \tilde{E}_{33} \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}33n} + \tilde{E}_{34} \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}34n} + \tilde{E}_{35} \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}35n} \right) \quad (n = 0,1,2 \dots 35) \quad (19)$$

On remarque que :

$$e^{j\frac{2\pi}{36}(36-k)n} = e^{j\frac{2\pi}{36}36n} e^{-j\frac{2\pi}{36}kn} = e^{-j\frac{2\pi}{36}kn} \quad (k = 1:17) \quad (20)$$

On décompose le coefficient comme suit (18) (19) (20) :

$$\begin{aligned} \tilde{E}_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}kn} + \tilde{E}_{36-k} \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}(36-k)n} &= \tilde{E}_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{36}kn} + \tilde{E}_{36-k} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}kn} \\ &= [a_k + b_k \cdot i] \left(\cos \frac{2\pi}{36}kn + i \cdot \sin \frac{2\pi}{36}kn \right) + [a_k - b_k \cdot i] \left(\cos \frac{2\pi}{36}kn - i \cdot \sin \frac{2\pi}{36}kn \right) \\ &= 2 \cdot \left(a_k \cdot \cos \frac{2\pi}{36}kn - b_k \cdot \sin \frac{2\pi}{36}kn \right) \quad (k = 1,2 \dots 17) \end{aligned} \quad (21)$$

Pour les termes k=0 et k=18 :

$$\begin{aligned} \tilde{E}_0 &= \sum_{n=0}^{35} e_n \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}0n} = e_0 + e_1 + e_2 \dots + e_{33} + e_{34} + e_{35} = a_0 \\ \tilde{E}_0 e^{j\frac{2\pi}{36}0n} &= a_0 \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \tilde{E}_{18} &= \sum_{n=0}^{35} e_n \cdot e^{-j\frac{2\pi}{36}18n} = e_0 - e_1 + e_2 \dots - e_{33} + e_{34} - e_{35} = a_{18} \\ \tilde{E}_{18} e^{j\frac{2\pi}{36}18n} &= a_{18} \cdot \cos \frac{2\pi}{36}18n \end{aligned} \quad (23)$$

Finalement, les écarts du stator peuvent être écrits comme suit :

$$e_n = \frac{1}{36} \sum_{k=0}^{35} \tilde{E}_k e^{j\frac{2\pi}{36}kn} \quad (24)$$

$$= \frac{1}{36} \left[a_0 + \sum_{k=1}^{17} 2 \cdot \left(a_k \cdot \cos \frac{2\pi}{36}kn - b_k \cdot \sin \frac{2\pi}{36}kn \right) + a_{18} \cdot \cos \frac{2\pi}{36}18n \right] \quad (n = 0, 1, 2 \dots 35)$$

$$= \left[\sum_{k=0}^{18} \left(l_k^{\cos} \cdot \cos \frac{2\pi}{36}kn + l_k^{\sin} \cdot \sin \frac{2\pi}{36}kn \right) \right] \quad (n = 0, 1, 2 \dots 35)$$

($l_0^{\sin} = 0$ et $l_{18}^{\sin} = 0$, en fait, l_0^{\sin} et l_{18}^{\sin} peut avoir n'importe quelle valeur parce que le terme $\sin \frac{2\pi}{36}kn$ = 0 avec $k = 0$ ou $k = 18$)

$\sqrt{(l_k^{\cos})^2 + (l_k^{\sin})^2}$ représente l'amplitude de l'harmonique k ($k = 0: 18$)

- L'harmonique constant l_0^{\cos} représente l'erreur moyenne
- Le premier harmonique l_1^{\cos} et l_1^{\sin} représente l'excentricité.
- Les harmoniques suivants représentent la déformée du stator selon des formes bien spécifiques. Sur la Figure 60, on donne les déformées correspondant aux harmoniques, par exemple, la déformation 1 correspond à l'harmonique 0, la déformation 2 correspond à l'harmonique 2, la déformation 3 correspond à la combinaison des harmoniques 6, 12 et 18

Par exemple, le deuxième harmonique représente la forme elliptique. Pour étudier la forme du stator indépendamment de sa position, il faut supprimer l'excentricité, c'est-à-dire enlever le premier harmonique.

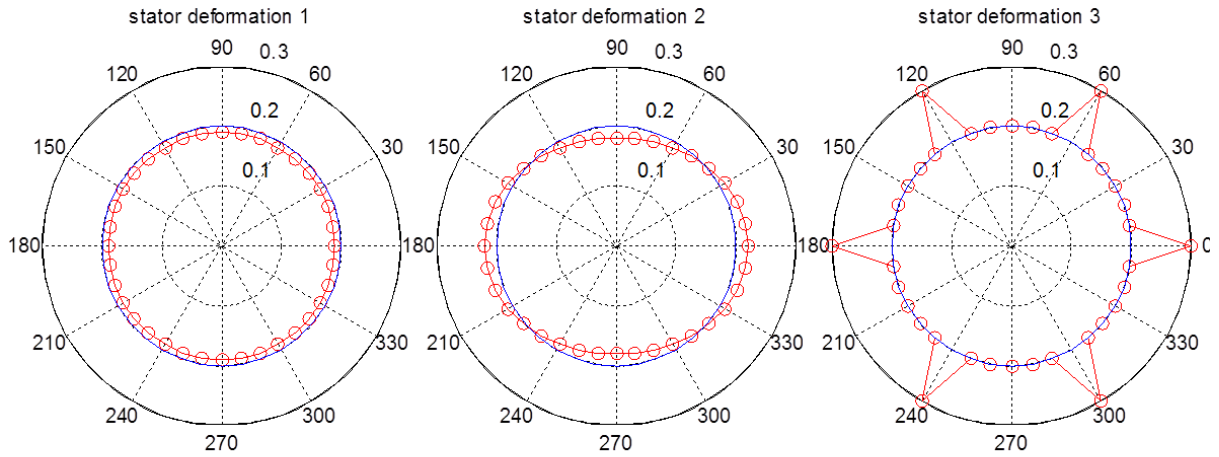


Figure 60 Les 3 types de déformation du stator correspondent aux différents harmoniques

3.2.2 Les harmoniques des stators

Dans la suite, on va étudier les harmoniques des stators non bobinés, bobinés et des stators démontés des alternateurs à griffes. Cette étude est cette fois quantitative alors qu'au chapitre 1, cette étude était de nature très qualitative. On présentera plus particulièrement les couches 1 et 11 qui représentent une couche à une extrémité et une couche au milieu du stator.

3.2.2.1 Les harmoniques des stators non bobinés

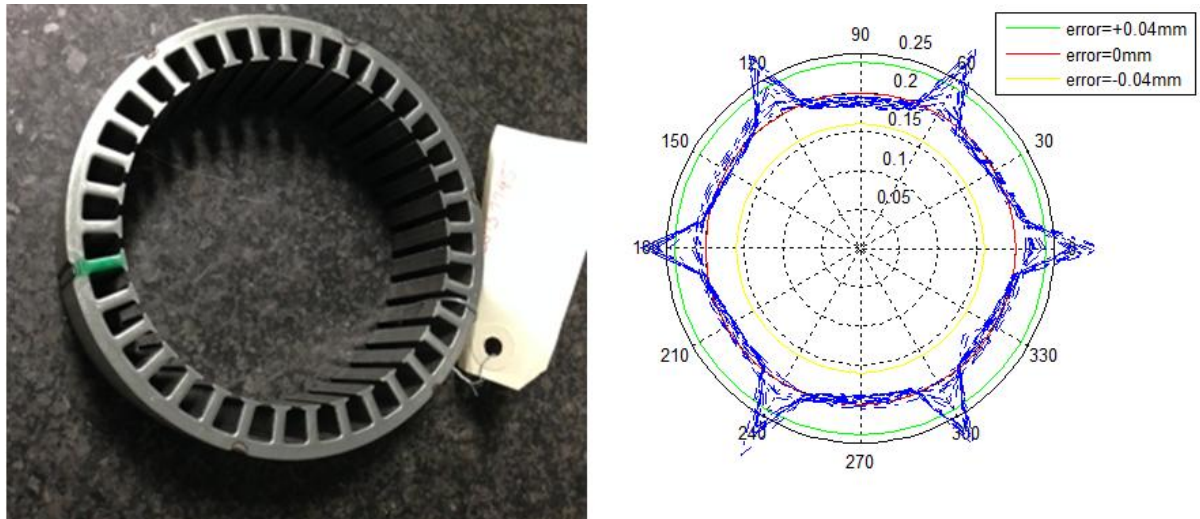


Figure 61 Ecart des rayons du stator non bobiné pour les 16 couches (Lot stator non bobiné, Numéro 1)

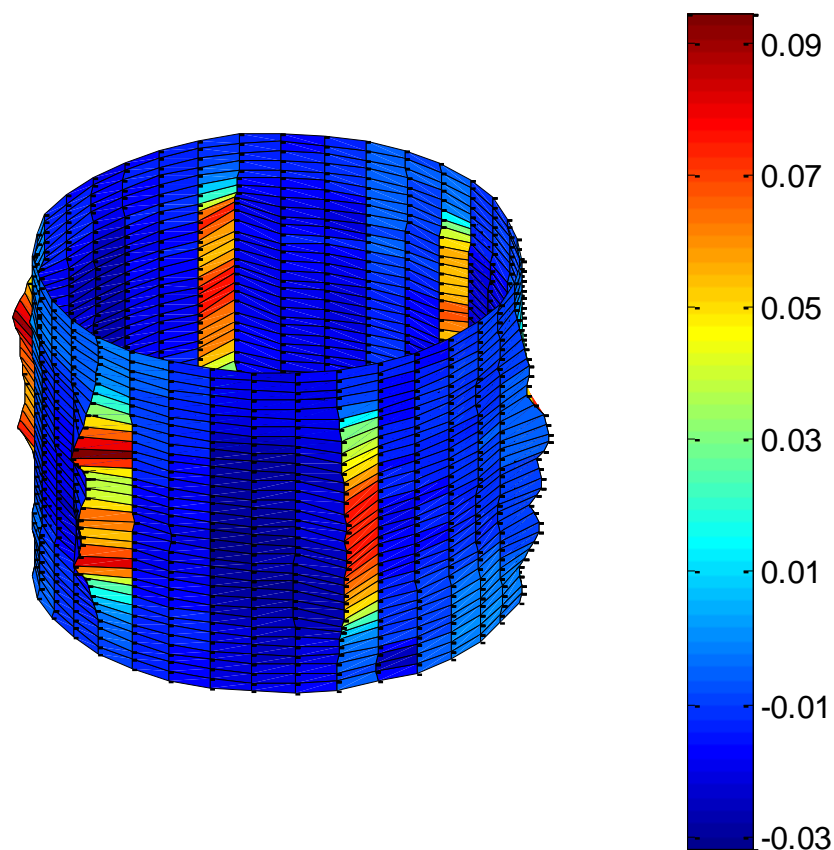


Figure 62 Ecart des rayons du stator non bobiné pour les 16 couches en 3D (Lot stator bobiné, Numéro 1) [78]

La Figure 62 présente les écarts des rayons du stator non bobiné pour les 16 couches en 3D, on voit que les 6 soudures influencent plus les couches du milieu que les couches des extrémités.

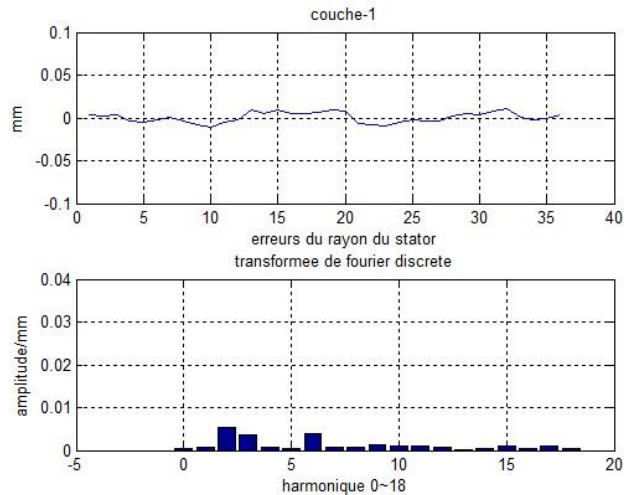


Figure 63 Première couche du stator non bobiné (Lot stator non bobiné, Numéro 1)

La Figure 63 présente la première couche du stator non bobiné et les harmoniques correspondants. On voit un contenu harmonique faible car la déformation l'est aussi et qu'il n'apparaît pas d'harmoniques avec un rang marqué.

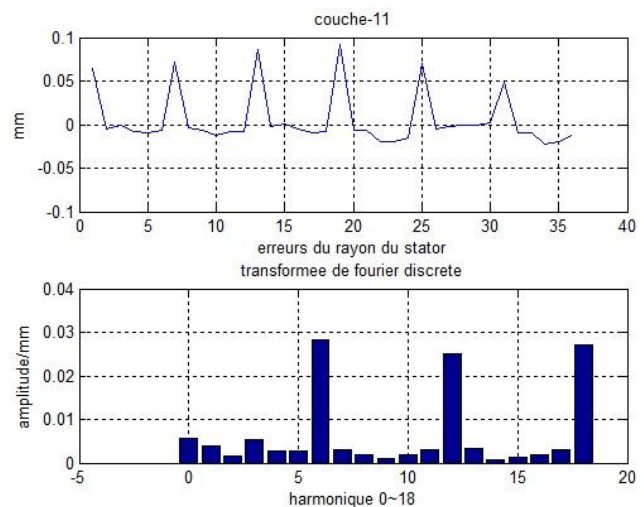


Figure 64 La 11ième couche du stator non bobiné (Lot stator non bobiné, Numéro 1)

Dans la Figure 64, pour la couche 11 au milieu du stator, on constate par contre que les harmoniques 6, 12, 18 sont très marqués. Ils permettent de reconstruire les 6 pics des écarts du rayon du stator.

En fait, sur les 16 couches, les couches 1, 2, 3, 13, 14, 15, 16 n'ont presque pas d'harmoniques alors que les couches 4-12 présentent les harmoniques 6, 12, 18 (parfois l'harmonique 0). On a donc une évolution de l'amplitude des harmoniques en fonction de la profondeur du stator (numéro de la couche). Les résultats des 10 stators non bobinés sont très similaires.

3.2.2.2 Les harmoniques des stators bobinés

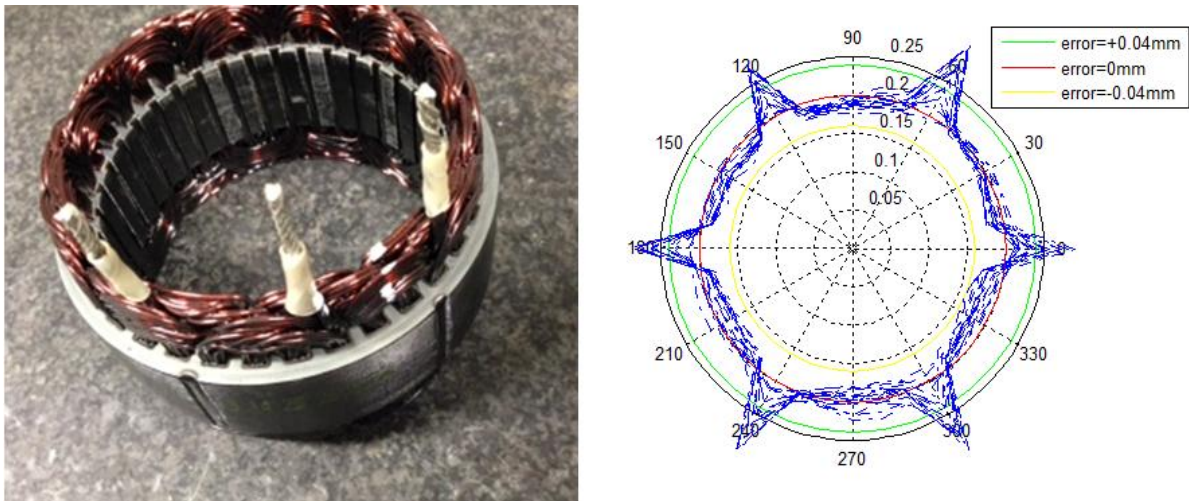


Figure 65 Ecart du stator bobiné pour les 16 couches (Lot stator bobiné, Numéro 3)

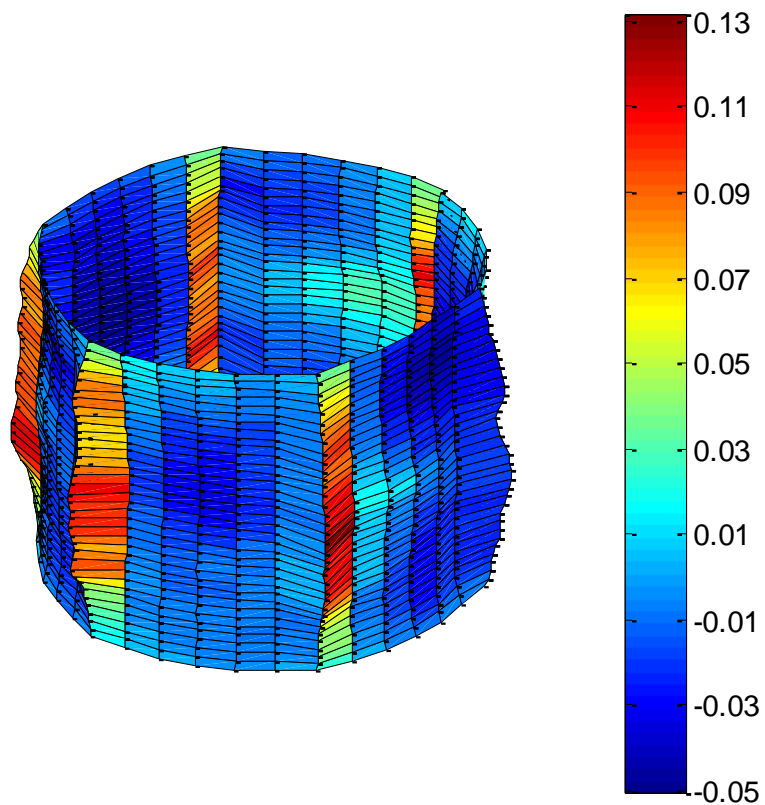


Figure 66 Ecart des rayons du stator bobiné pour les 16 couches en 3D (Lot stator bobiné, Numéro 3)

On voit dans la Figure 65 et la Figure 66 que les 16 courbes sont plus dispersées que celles du stator non bobiné probablement parce que les différentes couches subissent

des forces différentes pendant le processus d'insertion du bobinage. Les résultats des 10 stators non bobinés sont similaires.

De la même manière que pour le stator non bobiné, la première couche n'est pas influencée par les harmoniques 6, 12, 18 (6 soudures) (Figure 67).

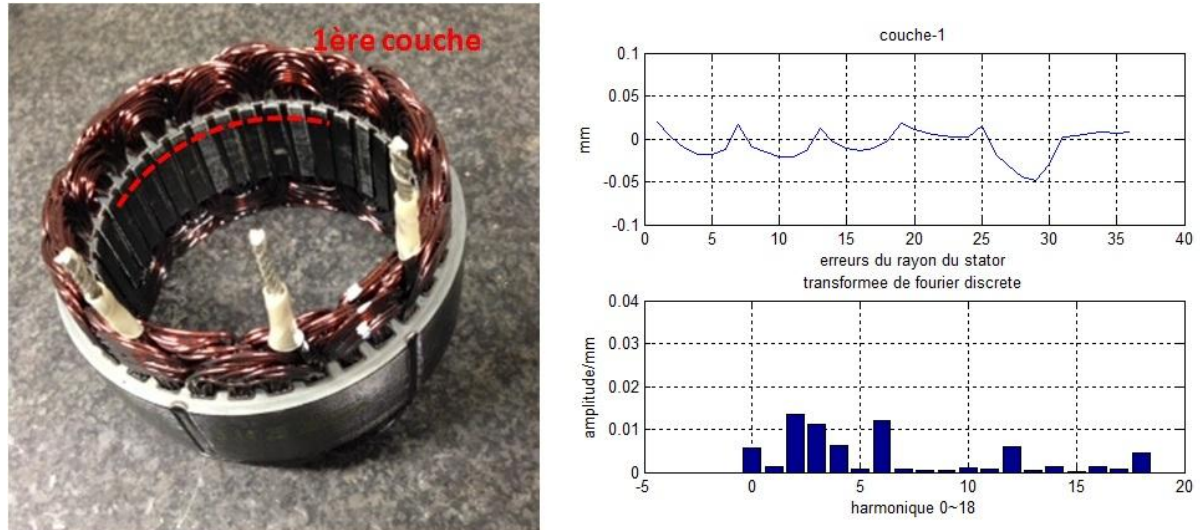


Figure 67 La première couche du stator bobiné (Lot stator bobiné, Numéro 3)

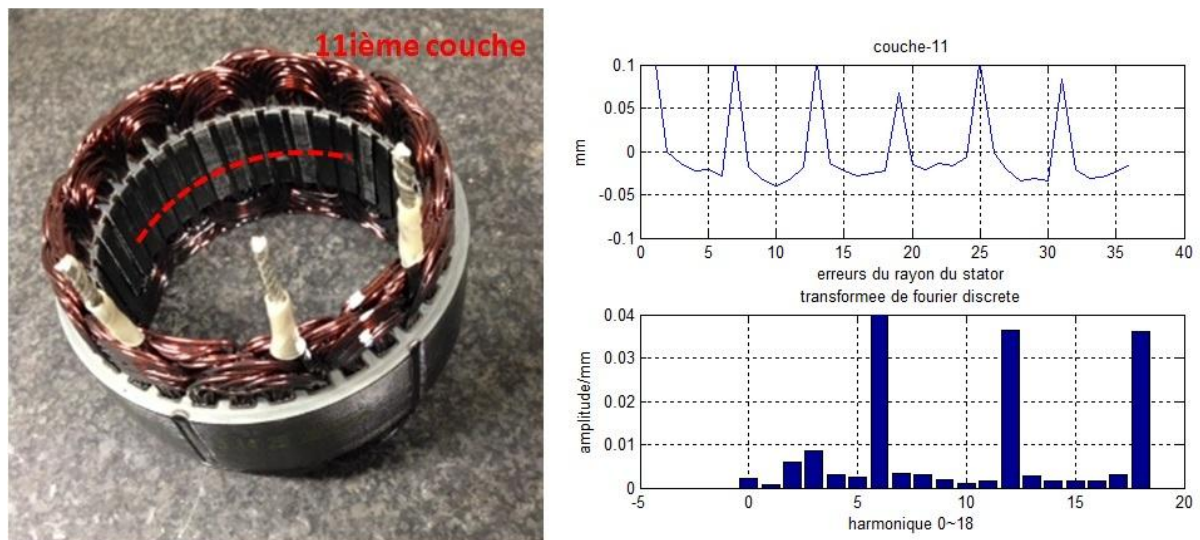


Figure 68 La 11ème couche du stator bobiné (Lot stator bobiné, Numéro 3)

De la même manière que pour le stator non bobiné, la 11ème couche présente les harmoniques 6, 12, 18 (Figure 68).

3.2.2.3 Les harmoniques des stators insérés dans l'alternateur

Dans la Figure 69, on voit clairement apparaître une forme entre l'éclipse et le rectangle dans les courbes des écarts qui serait due au serrage des 4 vis.

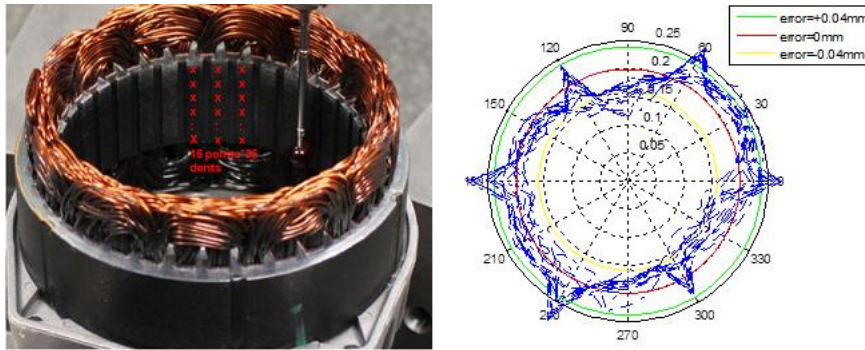


Figure 69 Ecart mesuré sur le stator inséré pour les 16 couches (Lot 5, Numéro 1)

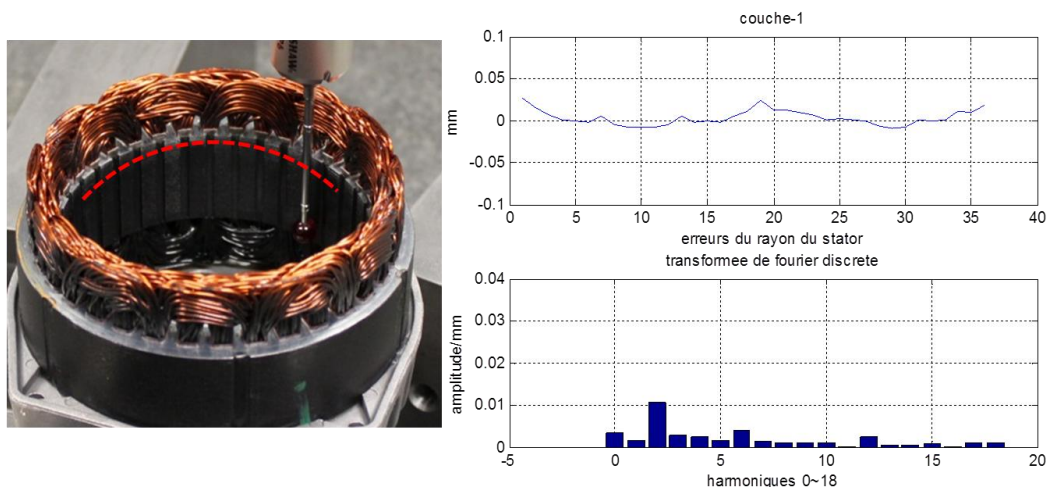


Figure 70 Modélisation de la 1ère couche du stator démonté de l'alternateur à griffes (Lot 5, Numéro 1)

De la même manière que pour les résultats précédents (Figure 70), la première couche n'est pas influencée par l'effet du soudage mais l'harmonique 2 apparaît. L'harmonique 2 est une forme en ellipse. L'harmonique 1 représente l'erreur de position.

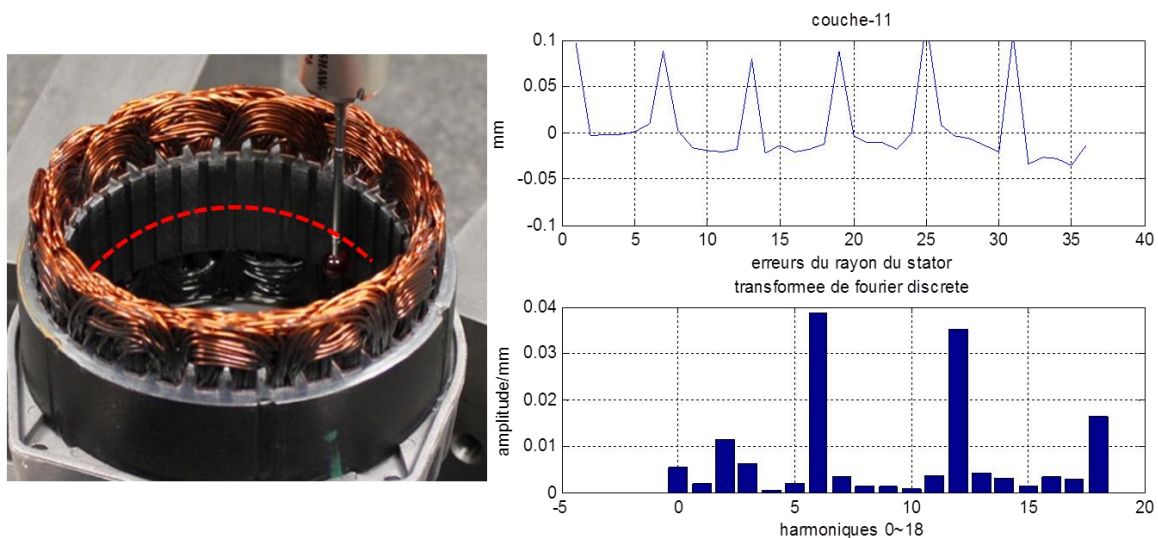


Figure 71 Modélisation de la 11ème couche du stator démonté de l'alternateur à griffes (Lot 5, Numéro 1)

Dans la Figure 71, pour la 11^{ème} couche, on a également l'harmonique 2. Pour les 5 lots (50 machines), on a constaté que les harmoniques 0, 2, 3, 4, 6, 12, 18 sont prépondérants, on les appelle les harmoniques principaux parce qu'ils contiennent la plus grande part de l'information correspondant aux écarts mesurés.

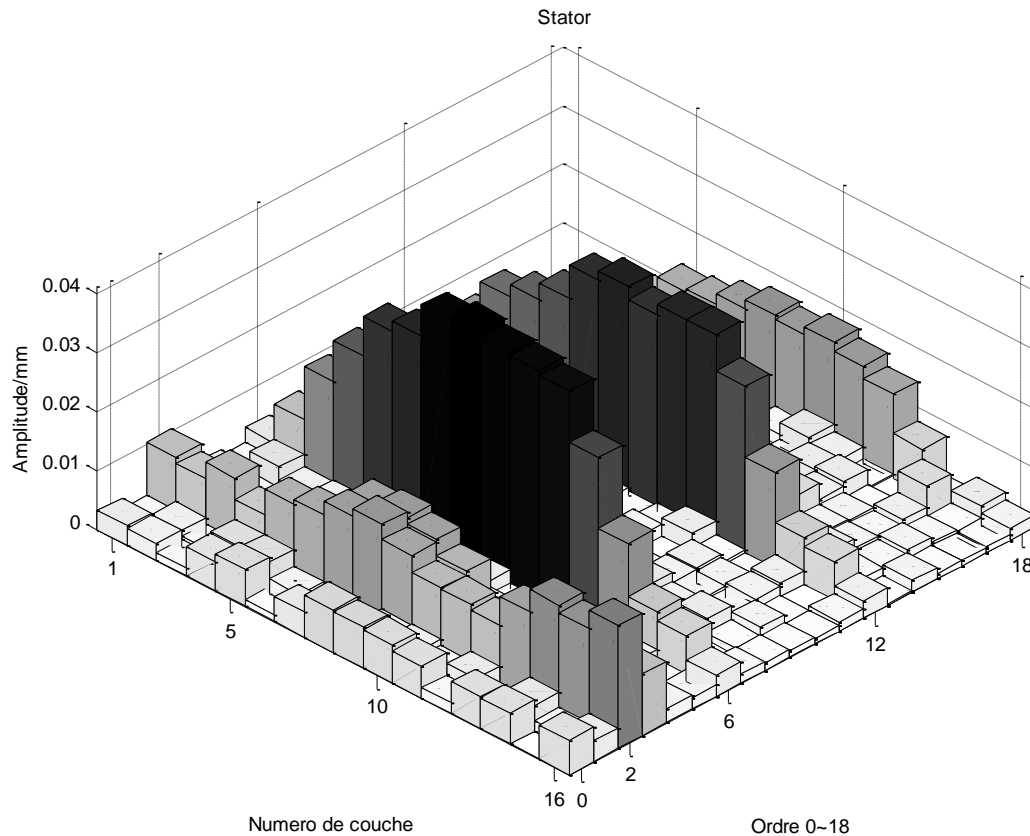


Figure 72 Les harmoniques 0~18 selon les différentes couches en 3D

La Figure 72 présente les harmoniques 0~18 selon les différentes couches en 3D pour la machine lot 5, numéro 1. L'harmonique 2 (ellipse) provient probablement du serrage par 4 vis dans le carter, ce qui explique que toutes les couches présentent l'harmonique 2, mais les harmoniques 6, 12 et 18 sont surtout présents dans les couches au milieu du stator.

3.2.3 Réduction du modèle par les harmoniques principaux

Dans la suite, on va utiliser les harmoniques principaux pour construire le modèle réduit afin de réduire le nombre de degrés de liberté. Cette réduction est très importante pour envisager, raisonnablement, une analyse probabiliste.

Il y a 36×16 écarts mesurés pour un stator, on a déjà montré que l'erreur peut être décomposée comme la forme suivante (25) :

$$e_{n,i} = \frac{1}{36} \sum_{k=0}^{35} \tilde{E}_{k,i} e^{j \frac{2\pi}{36} kn} = \frac{1}{36} \left[a_{0,i} + \sum_{k=1}^{17} 2 \cdot \left(a_{k,i} \cdot \cos \frac{2\pi}{36} kn - b_{k,i} \cdot \sin \frac{2\pi}{36} kn \right) + a_{18,i} \cdot \cos \frac{2\pi}{36} 18n \right] \quad (n = 0,1,2 \dots 35) \quad (25)$$

$$= \sum_{k=0}^{18} \left(l_{k,i}^{\cos} \cdot \cos \frac{2\pi}{36} kn + l_{k,i}^{\sin} \cdot \sin \frac{2\pi}{36} kn \right) \quad (n = 0,1,2 \dots 35)$$

(i(1:16) = numéro de couche, n(1:36) = numéro de dent d'une couche)

Si on prend la couche i du stator, on obtient:

$$\begin{bmatrix} e_{01,i} \\ e_{02,i} \\ \vdots \\ e_{36,i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(01 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(01 \times \frac{\pi}{18}) & & \cos(01 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(01 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(01 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \\ 1 & \cos(02 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(02 \times \frac{\pi}{18}) & \dots & \cos(02 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(02 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(02 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \\ 1 & \cos(03 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(03 \times \frac{\pi}{18}) & & \cos(03 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(03 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(03 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(36 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(36 \times \frac{\pi}{18}) & \dots & \cos(36 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(36 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(36 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} l_{0,i}^{\cos} & l_{1,i}^{\cos} & l_{1,i}^{\sin} & \dots & l_{17,i}^{\sin} & l_{18,i}^{\cos} \end{bmatrix}^T \quad (26)$$

Pour les 16 couches du stator, on obtient :

$$\begin{bmatrix} e_{01,1} e_{01,2} e_{01,3} & e_{01,15} e_{01,16} \\ e_{02,1} e_{02,2} e_{02,3} & e_{02,15} e_{02,16} \\ \vdots & \vdots \\ e_{36,1} e_{36,2} e_{36,3} & e_{36,15} e_{36,16} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(01 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(01 \times \frac{\pi}{18}) & & \cos(01 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(01 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(01 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \\ 1 & \cos(02 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(02 \times \frac{\pi}{18}) & \dots & \cos(02 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(02 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(02 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \\ 1 & \cos(03 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(03 \times \frac{\pi}{18}) & & \cos(03 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(03 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(03 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(36 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(36 \times \frac{\pi}{18}) & \dots & \cos(36 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(36 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(36 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} l_{00,01}^{\cos} & l_{01,01}^{\cos} & l_{01,01}^{\sin} & \dots & l_{17,01}^{\sin} & l_{18,01}^{\cos} \\ l_{00,02}^{\cos} & l_{01,02}^{\cos} & l_{01,02}^{\sin} & \dots & l_{17,02}^{\sin} & l_{18,02}^{\cos} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ l_{00,16}^{\cos} & l_{01,16}^{\cos} & l_{01,16}^{\sin} & \dots & l_{17,16}^{\sin} & l_{18,16}^{\cos} \end{bmatrix}^T \quad (27)$$

La matrice X :

$$X(36 \times 16) = \begin{bmatrix} l_{00,01}^{\cos} & l_{01,01}^{\cos} & l_{01,01}^{\sin} & \dots & l_{17,01}^{\sin} & l_{18,01}^{\cos} \\ l_{00,02}^{\cos} & l_{01,02}^{\cos} & l_{01,02}^{\sin} & \dots & l_{17,02}^{\sin} & l_{18,02}^{\cos} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ l_{00,16}^{\cos} & l_{01,16}^{\cos} & l_{01,16}^{\sin} & \dots & l_{17,16}^{\sin} & l_{18,16}^{\cos} \end{bmatrix}^T \quad \text{est la matrice des inconnues} \quad (28)$$

La matrice E représente les harmoniques 0,1,2,3...17,18.

$$E(36 \times 36) = \begin{bmatrix} 1 & \cos(01 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(01 \times \frac{\pi}{18}) & & \cos(01 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(01 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(01 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \\ 1 & \cos(02 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(02 \times \frac{\pi}{18}) & \dots & \cos(02 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(02 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(02 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \\ 1 & \cos(03 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(03 \times \frac{\pi}{18}) & & \cos(03 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(03 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(03 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(36 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(36 \times \frac{\pi}{18}) & \dots & \cos(36 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(36 \times 17 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(36 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \end{bmatrix}_{36 \times 36} \quad (29)$$

On qualifie les équations ci-dessus de modèle complet car il a 36x16 écarts (la matrice E) et 36x16 inconnues à résoudre (la matrice X) qui contiennent toutes les informations des 36x16 écarts mesurés.

On veut essayer de simplifier le modèle. On a vu que les harmoniques 0, 2, 3, 4, 6, 12, 18 sont les harmoniques principaux en ce sens qu'ils contiennent une large part de l'amplitude à modéliser, on les utilise pour construire le modèle réduit.

- $E(36 \times 16) = X(36 \times 16) \times \mathcal{E}(\text{harmoniques } 0,1,2,3,4,5 \dots 16,17,18)$ modèle complet
- $E(36 \times 16) = X(12 \times 16) \times \mathcal{E}(\text{harmoniques } 0,2,3,4,6,12,18)$ modèle réduit aux harmoniques principaux

Donc, dans le modèle réduit, la matrice \mathcal{E} devient :

$$\mathcal{E}(36 \times 12) = \begin{bmatrix} 1 & \cos(01 \times 2 \times \frac{\pi}{18}) & \cdots & \cos(01 \times 12 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(01 \times 12 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(01 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \\ 1 & \cos(02 \times 2 \times \frac{\pi}{18}) & \cdots & \cos(02 \times 12 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(02 \times 12 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(02 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \\ 1 & \cos(03 \times 2 \times \frac{\pi}{18}) & \cdots & \cos(03 \times 12 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(03 \times 12 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(03 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(36 \times 2 \times \frac{\pi}{18}) & \cdots & \cos(36 \times 12 \times \frac{\pi}{18}) & \sin(36 \times 12 \times \frac{\pi}{18}) & \cos(36 \times 18 \times \frac{\pi}{18}) \end{bmatrix}_{36 \times 12} \quad (30)$$

Le modèle réduit est construit par les harmoniques principaux. La matrice $X_{36 \times 16}$ devient une matrice $X_{12 \times 16}$ de la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} l_{00,01}^{cos} & l_{01,01}^{cos} & l_{01,01}^{sin} & \cdots & l_{17,01}^{sin} & l_{18,01}^{cos} \\ l_{00,02}^{cos} & l_{01,02}^{cos} & l_{01,02}^{sin} & \cdots & l_{17,02}^{sin} & l_{18,02}^{cos} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ l_{00,16}^{cos} & l_{01,16}^{cos} & l_{01,16}^{sin} & \cdots & l_{17,16}^{sin} & l_{18,16}^{cos} \end{bmatrix}_{36 \times 16}^T \rightarrow \begin{bmatrix} l_{00,01}^{cos} & l_{02,01}^{cos} & l_{02,01}^{sin} & \cdots & l_{12,01}^{sin} & l_{18,01}^{cos} \\ l_{00,02}^{cos} & l_{02,02}^{cos} & l_{02,02}^{sin} & \cdots & l_{12,02}^{sin} & l_{18,02}^{cos} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ l_{00,16}^{cos} & l_{02,16}^{cos} & l_{02,16}^{sin} & \cdots & l_{12,16}^{sin} & l_{18,16}^{cos} \end{bmatrix}_{12 \times 16}^T \quad (31)$$

Donc, on peut réduire le modèle de 36x16=576 écarts mesurés à 12x16=192 inconnus.

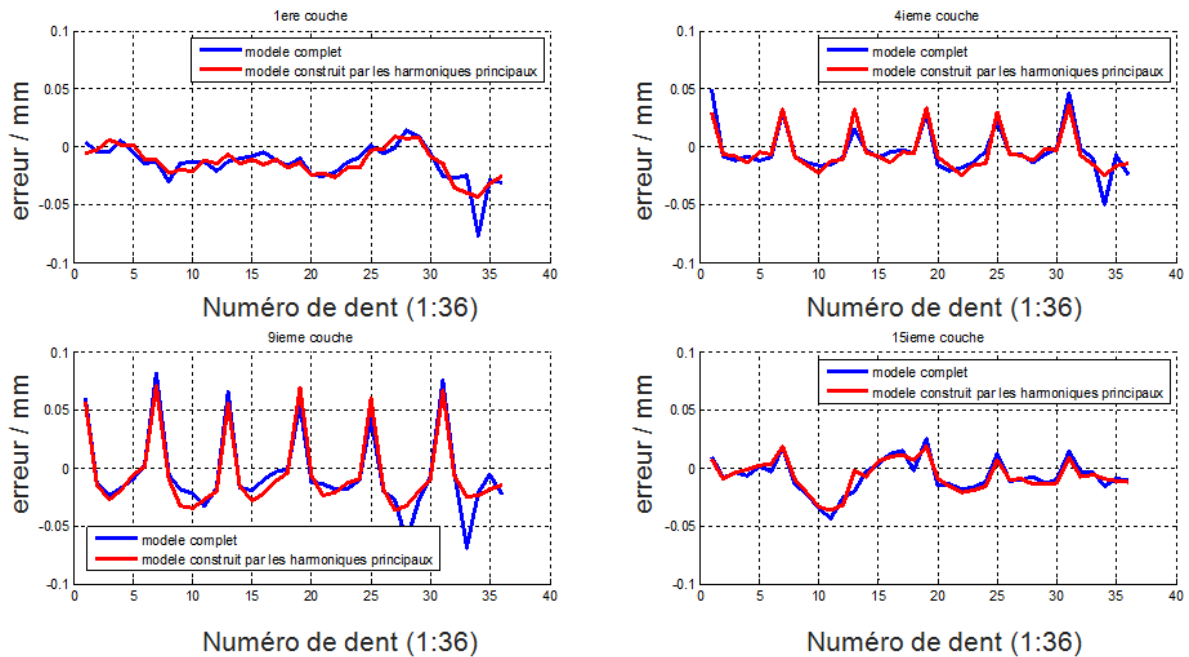


Figure 73 Ecarts reconstruits grâce aux harmoniques principaux (Lot 4, Numéro 4)

La Figure 73 présente les comparaisons entre les écarts mesurés et le modèle construit par les harmoniques principaux pour les couches 1, 4, 9 et 15 du stator (Lot 4, Numéro 4). Les courbes sont cohérentes.

Précision du modèle

Avec le modèle construit par les harmoniques principaux, on peut réduire le nombre de paramètres de 576 à 192.

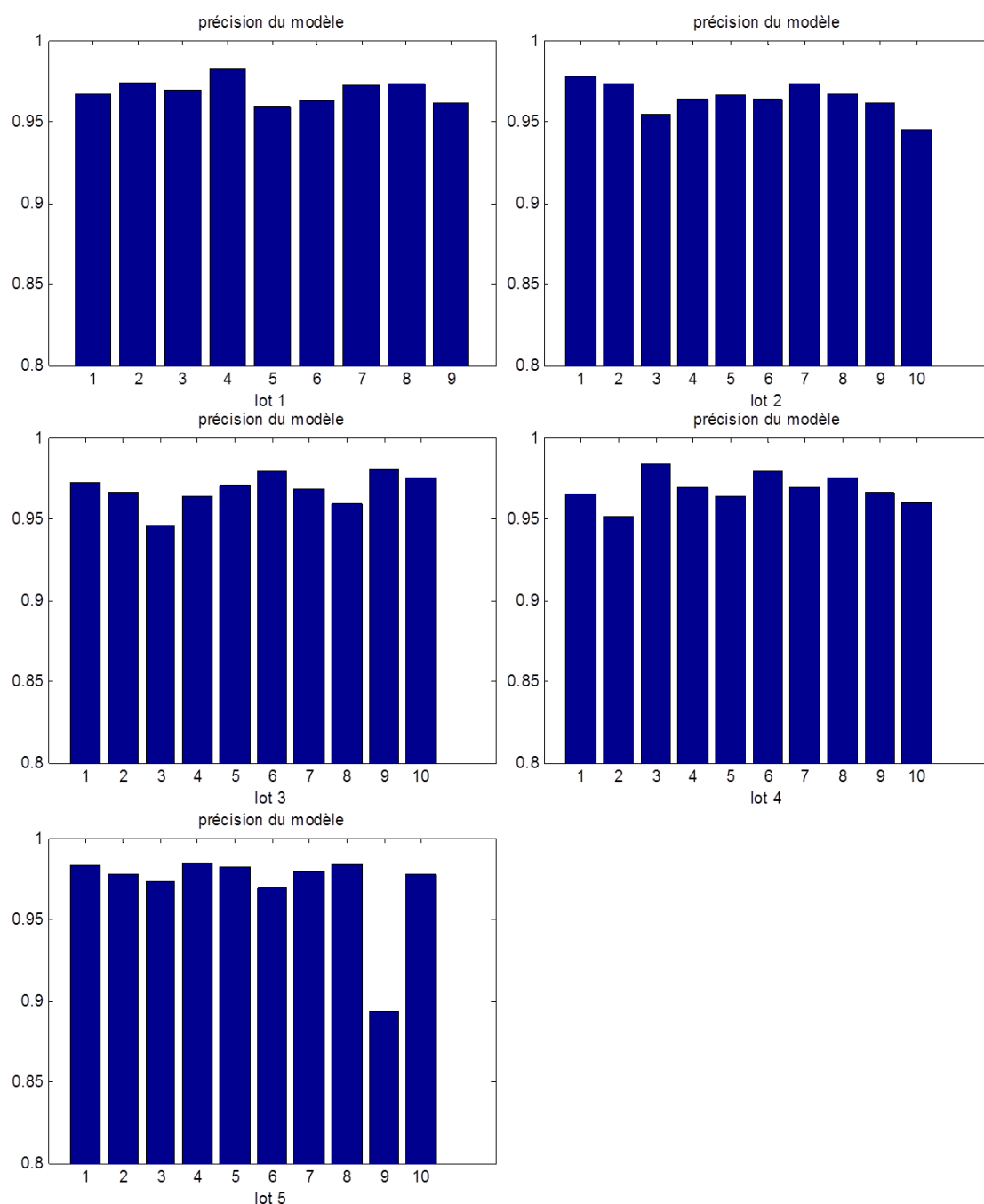


Figure 74 Précision du modèle construit grâce aux harmoniques principaux des 5 lots

La Figure 74 montre la précision du modèle (11) construit par les harmoniques principaux des 5 lots. Tous les coefficients qualifiés de « précision du modèle » sont

supérieurs à 0.95, on peut en conclure que, malgré la réduction du nombre de paramètres de 572 à 192, le modèle réduit contient la plus grande part de l'information géométrique.

On constate que la précision du modèle pour la machine numéro 9 dans le lot 5 est beaucoup plus basse que les autres. Un examen visuel de la machine montre des traces de frottement entre le stator et le rotor.

3.2.4 Réduction du modèle des harmoniques principaux par des polynômes

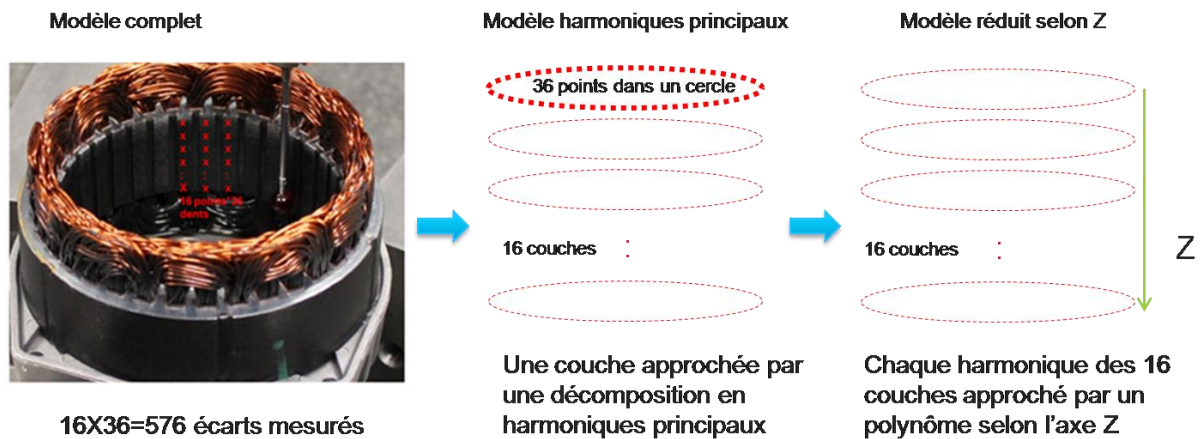


Figure 75 Réduction du modèle des harmoniques principaux par des polynômes selon Z

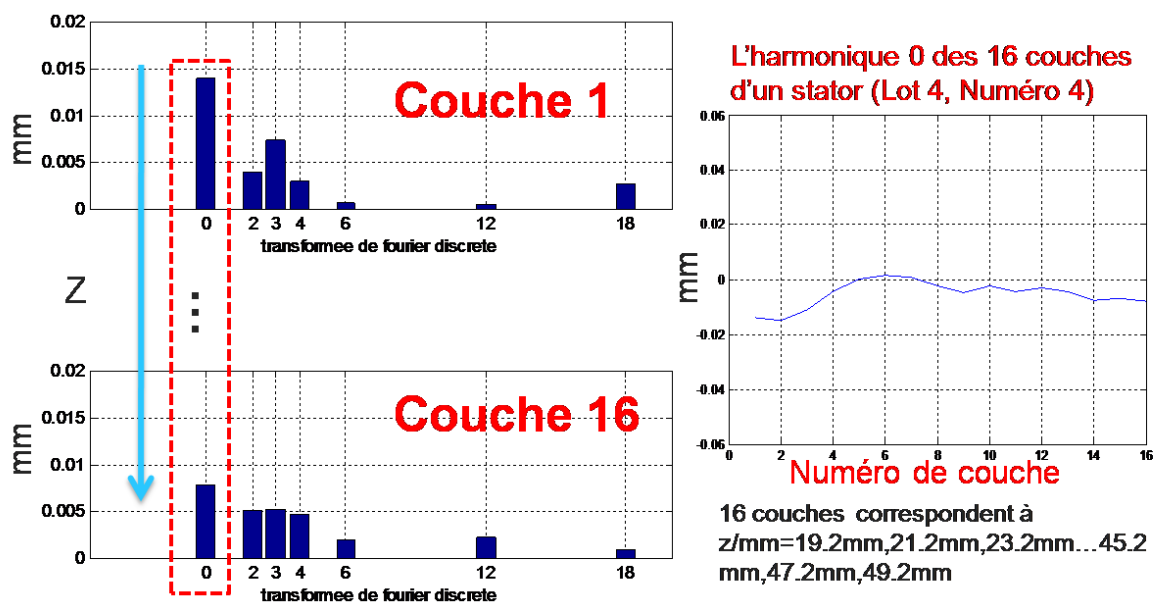


Figure 76 Le coefficient de l'harmonique 0 des 16 couches d'un stator (Lot 4, Numéro 4)

Les 572 écarts mesurés sont modélisés grâce aux harmoniques principaux avec 192 paramètres. Chaque couche est modélisée par une série de Fourier contenant les harmoniques principaux 0,2,3,4,6,12,18. Les coefficients de ces harmoniques évoluent selon la couche, c'est à dire selon l'axe Z. Comme on a 16 couches on a 16 valeurs de coefficients par harmonique. On souhaite approcher la variation de chaque coefficient d'harmonique des 16 couches par un polynôme d'ordre 2 selon l'axe Z. On pourrait ainsi

réduire le nombre d'inconnues de 192 à $192/16 \cdot 3 = 36$. Si, de plus, un ou deux coefficients du polynôme en Z sont faibles, on peut envisager de ne pas les considérer ce qui permettra de réduire encore le nombre de paramètres. Aussi, on se propose dans un premier temps d'effectuer une analyse qualitative permettant de négliger certains paramètres.

La Figure 76 présente le coefficient de l'harmonique 0 des 16 couches d'un stator. On va faire de même pour les autres coefficients des harmoniques principaux. Toutes les courbes seront approchées par des polynômes d'ordre 2 selon Z .

3.2.4.1 Traitement de l'harmonique 0 comme une constante

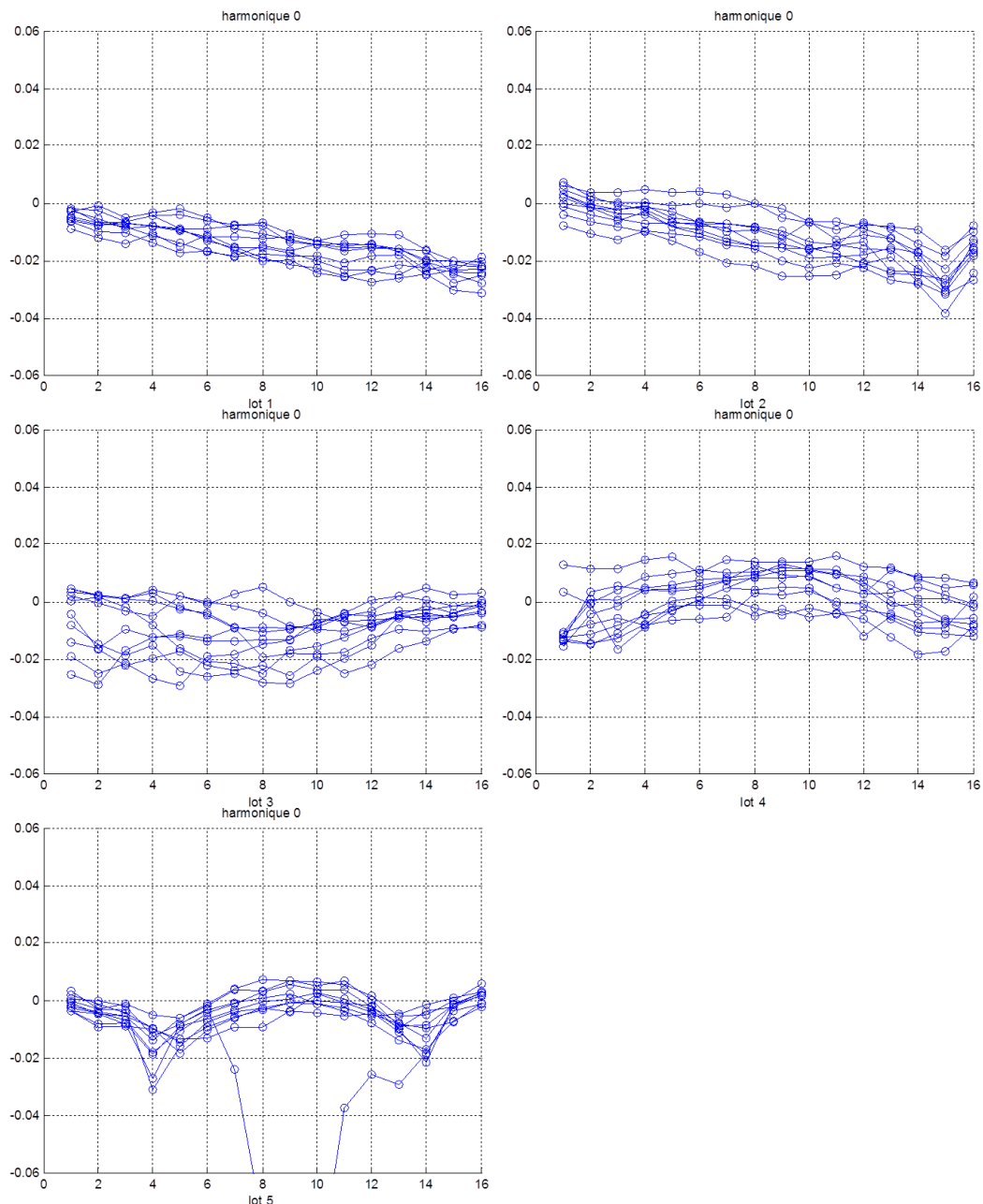


Figure 77 Les coefficients de l'harmonique 0 des 16 couches des stators pour les 5 lots

La Figure 77 montre l'évolution des coefficients de l'harmonique 0 des 16 couches des stators pour les 5 lots. Mise à part la machine 9 du lot 5 qui donne une variation différente, on note une cohérence de l'évolution du coefficient de l'harmonique 0 avec Z pour les différentes machines. En vue de réduire le modèle, on ne considérera pas de variation de l'harmonique 0 en fonction de Z, on ne conservera que le terme constant (pareil pour les harmoniques 2 et 3).

3.2.4.2 Elimination de l'harmonique 4

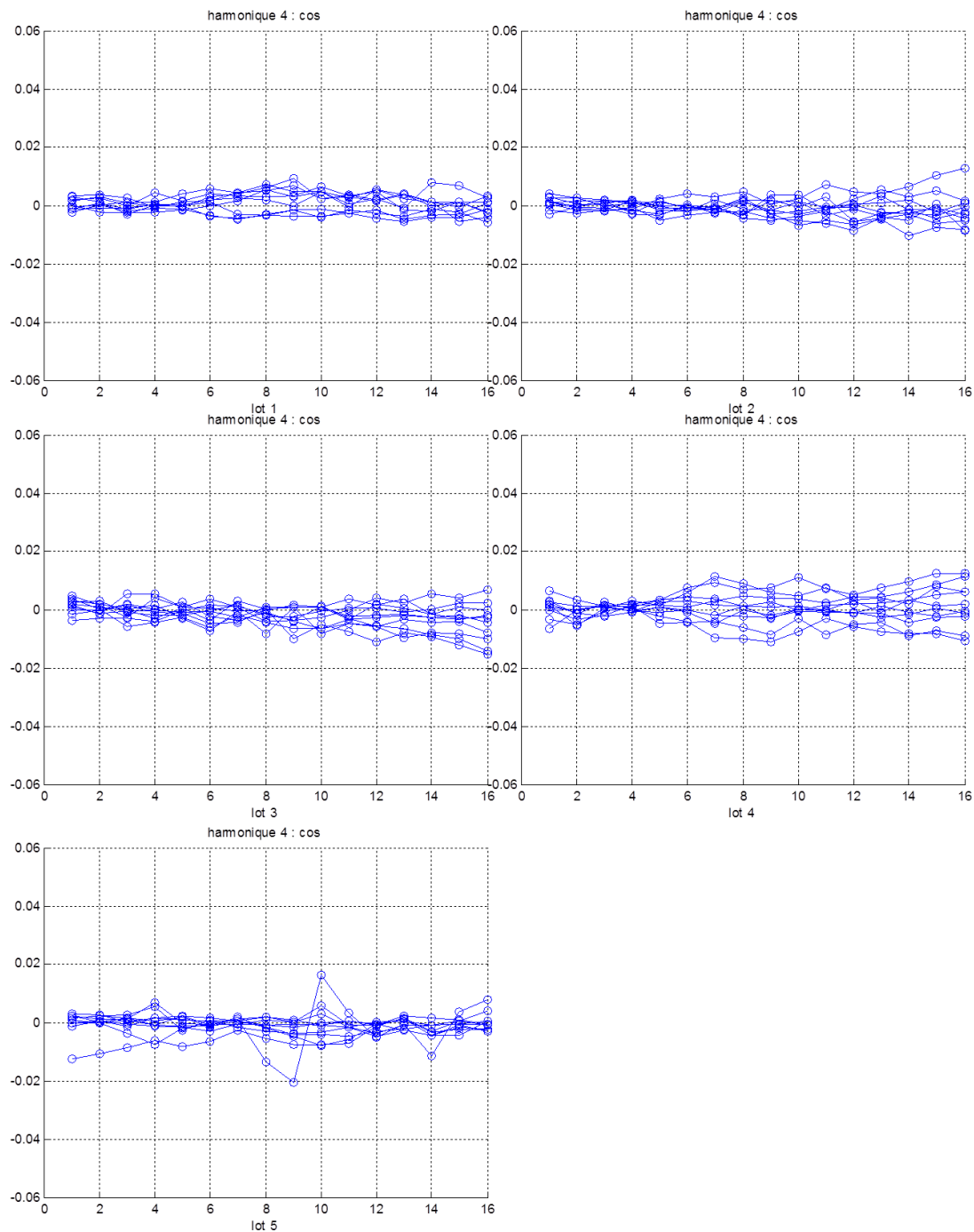


Figure 78 Les coefficients de l'harmonique 4 (partie cosinus) des 16 couches des stators pour les 5 lots

La Figure 78 montre les coefficients de l'harmonique 4 (partie cosinus) des 16 couches des stators pour les 5 lots. On constate qu'ici il y a une variabilité relativement faible de l'harmonique 4 autour de 0. On se propose finalement de ne pas considérer de paramètres influents pour cet harmonique.

3.2.4.3 Traitement de l'harmonique 6 par un polynôme du second degré

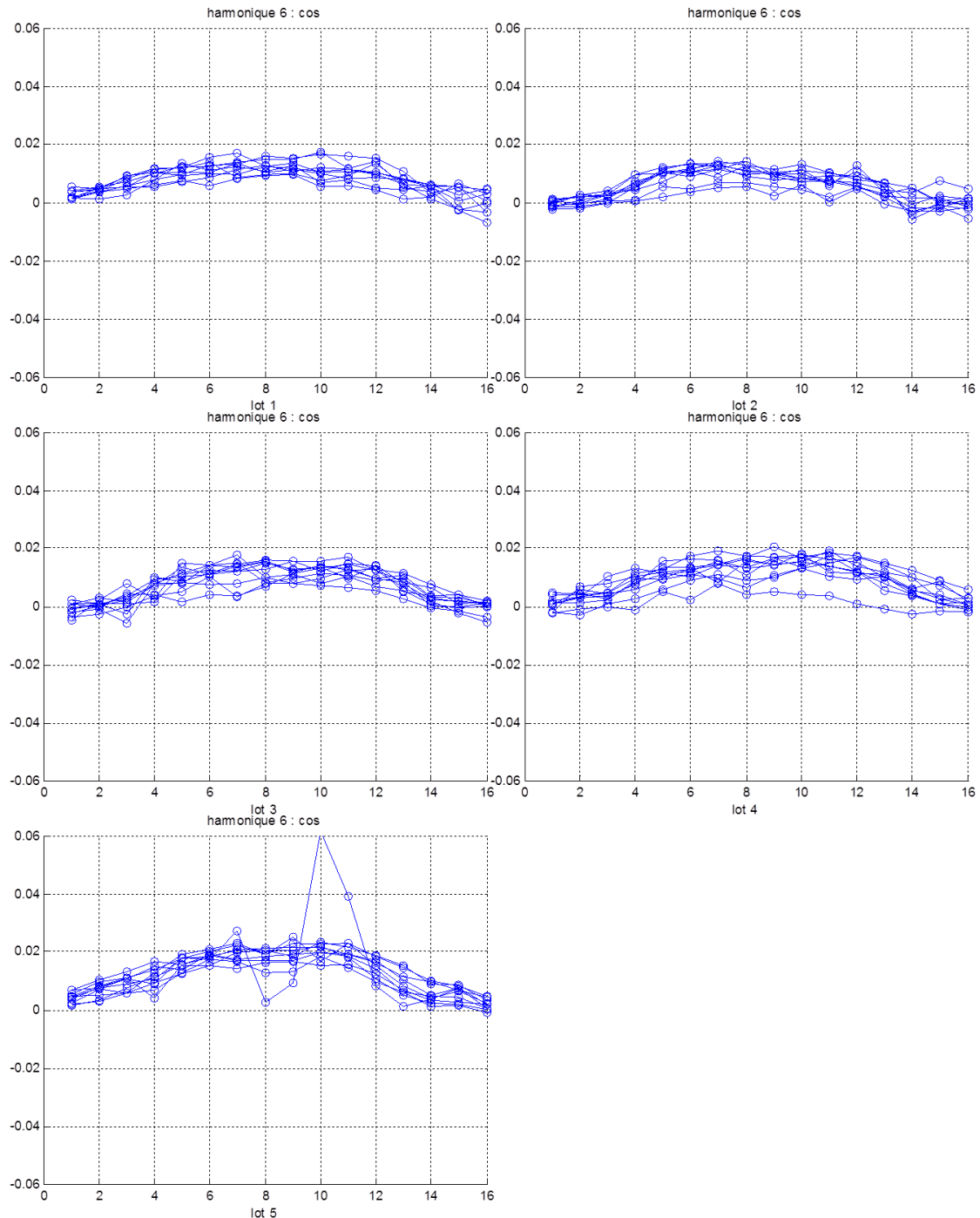


Figure 79 Les coefficients de l'harmonique 6 (partie cosinus) des 16 couches des stators pour les 5 lots

La Figure 79 montre que les coefficients de l'harmonique 6 (partie cosinus) des 16 couches des stators pour les 5 lots peuvent être approchés par une forme parabolique du type $H_{6\cos} \cdot (z-z_1) \cdot (z-z_{16})$ (z_1 et z_{16} représentent les positions de la première couche et la 16ième couche sur l'axe Z).

3.2.4.4 Traitement de l'harmonique 12 par un polynôme du second degré

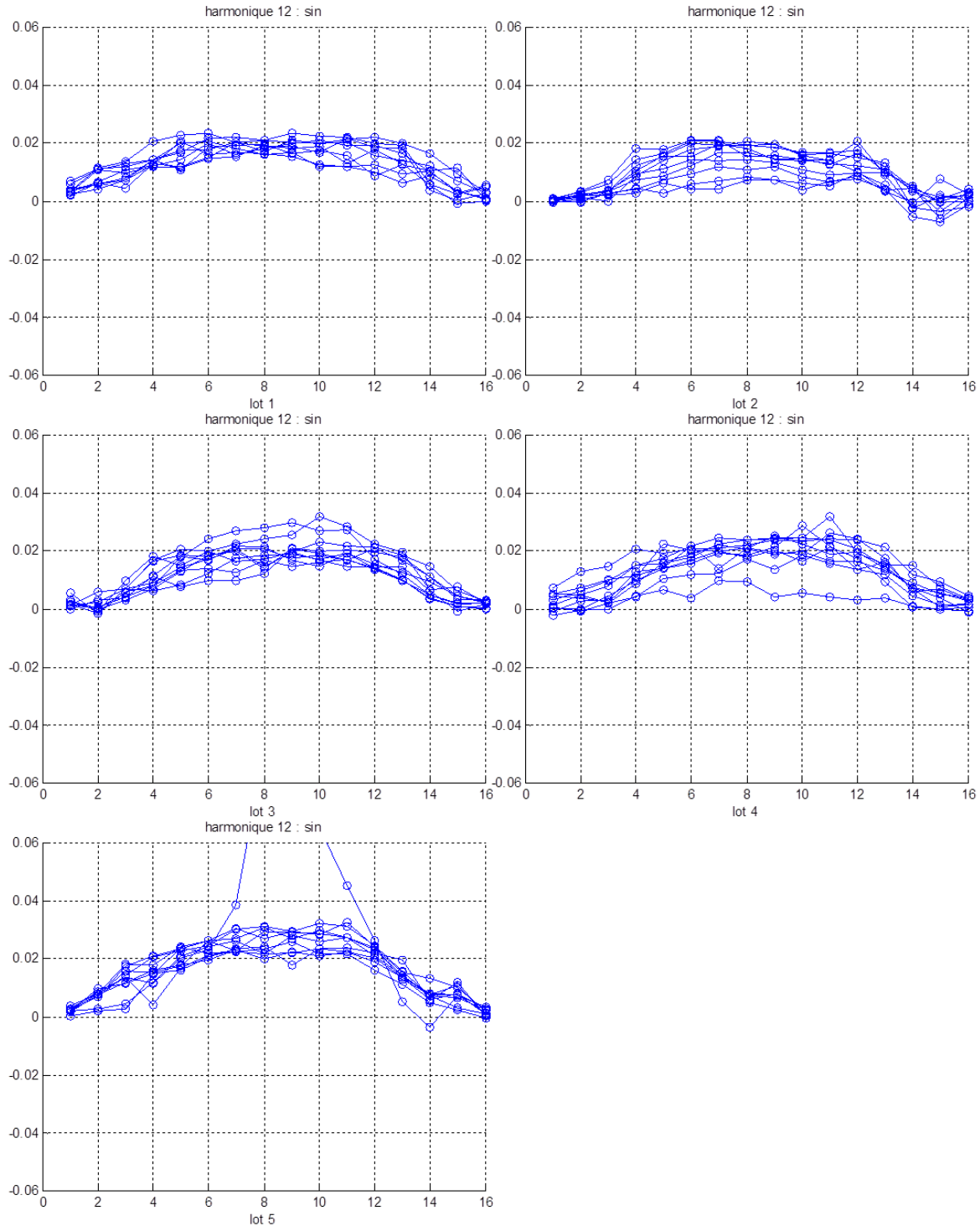


Figure 80 Les coefficients de l'harmonique 12 (partie sinus) des 16 couches des stators pour les 5 lots

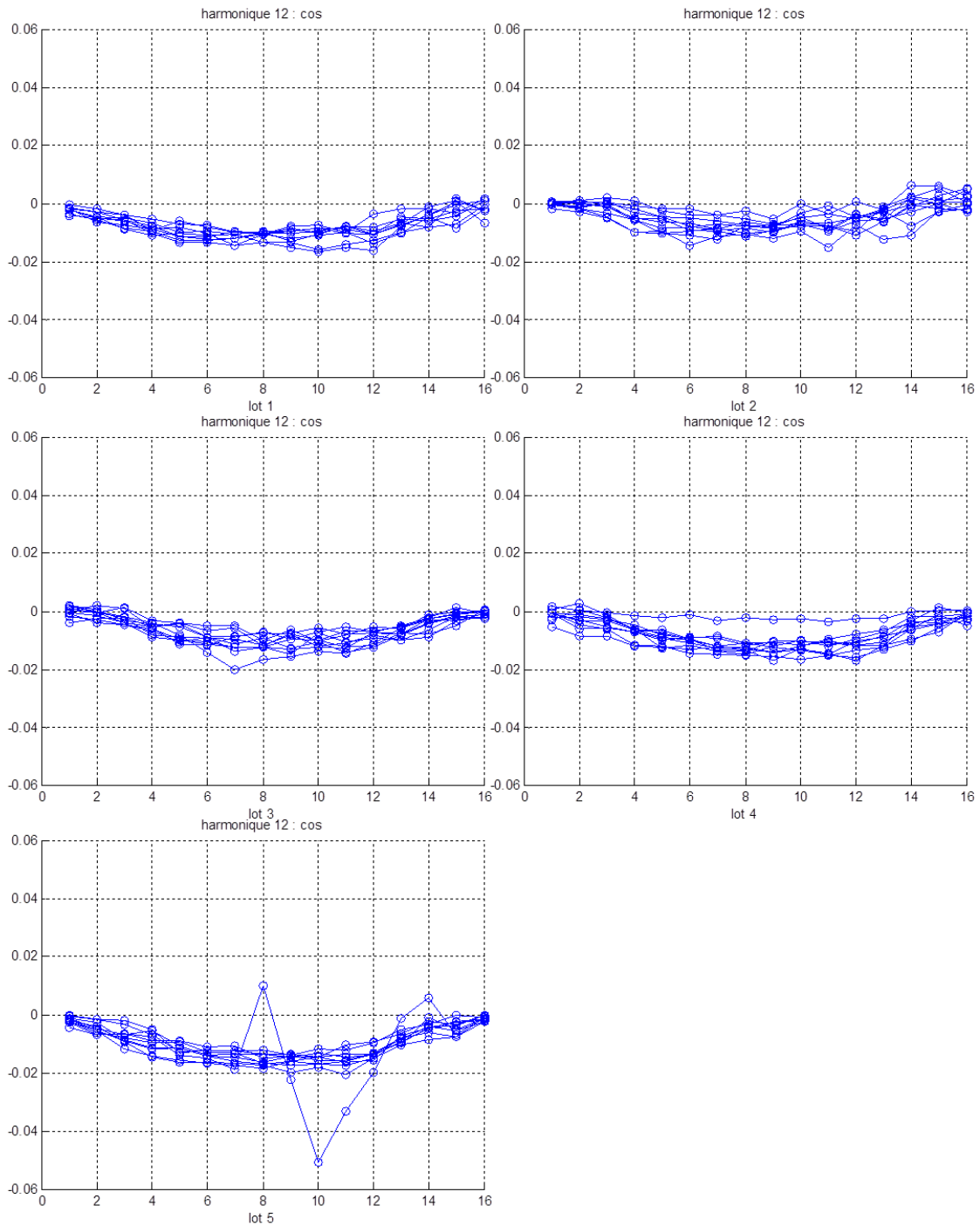


Figure 81 Les coefficients de l'harmonique 12 (partie cosinus) des 16 couches des stators pour les 5 lots

La Figure 80 et la Figure 81 montrent que les coefficients de l'harmonique 12 (partie cosinus et partie sinus) des 16 couches des stators pour les 5 lots peuvent être approchés par une forme parabolique du type $H_{6\cos} \cdot (z-z_1) \cdot (z-z_{16})$ (z_1 et z_{16} représentent les positions de la première couche et la 16ième couche sur l'axe Z).

3.2.4.5 Traitement de l'harmonique 18 par un polynôme du second degré

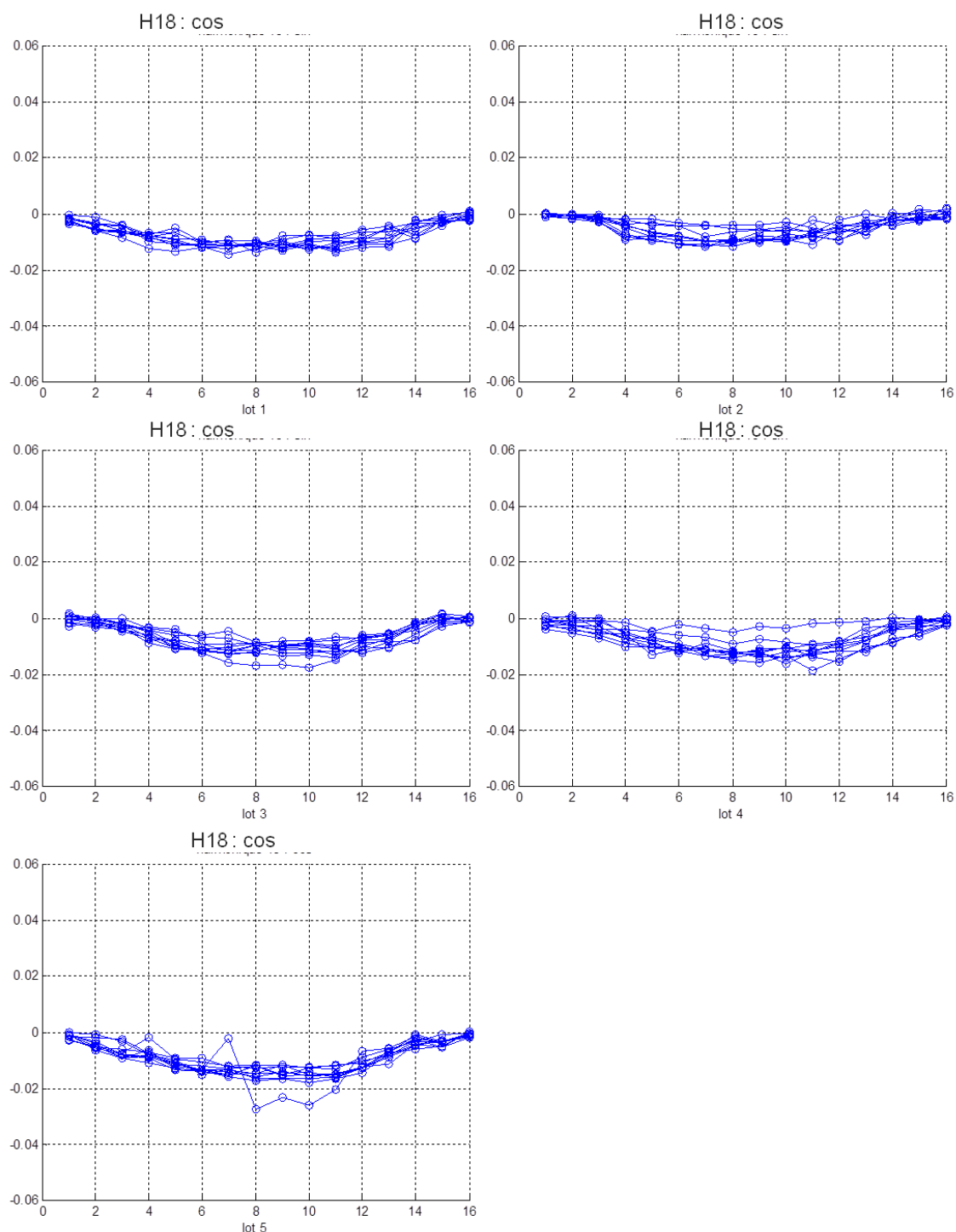


Figure 82 Les coefficients de l'harmonique 18 (partie cosinus) des 16 couches des stators pour les 5 lots

On a vu que l'harmonique 18 (Figure 82) n'intervient que pour une part en cosinus que l'on peut également modéliser par un polynôme d'ordre 2.

3.2.5 Bilan sur la réduction du nombre de paramètres pour le stator

En résumé, les coefficients des harmoniques peuvent être approchés selon Z par des polynômes comme suit :

Tableau IV Polynômes pour les différents harmoniques

	Approché par		Approché par
Harmonique 0	H_0	Harmonique 4 : cos	0
Harmonique 2 : sin	$H_{2\sin}$	Harmonique 6 : sin	$H_{6\sin} \cdot (z-z_1) \cdot (z-z_{16})$
Harmonique 2 : cos	$H_{2\cos}$	Harmonique 6 : cos	$H_{6\cos} \cdot (z-z_1) \cdot (z-z_{16})$
Harmonique 3 : sin	$H_{3\sin}$	Harmonique 12 : sin	$H_{12\sin} \cdot (z-z_1) \cdot (z-z_{16})$
Harmonique 3 : cos	$H_{3\cos}$	Harmonique 12 : cos	$H_{12\cos} \cdot (z-z_1) \cdot (z-z_{16})$
Harmonique 4 : sin	0	Harmonique 18 : cos	$H_{18\cos} \cdot (z-z_1) \cdot (z-z_{16})$

On conserve donc 10 paramètres pour caractériser le stator d'une machine. Au paragraphe suivant, nous allons examiner la dégradation de la représentation des écarts compte tenu de la réduction du nombre de paramètres.

3.2.6 Evaluation de la perte d'informations liée à la réduction du nombre de paramètres

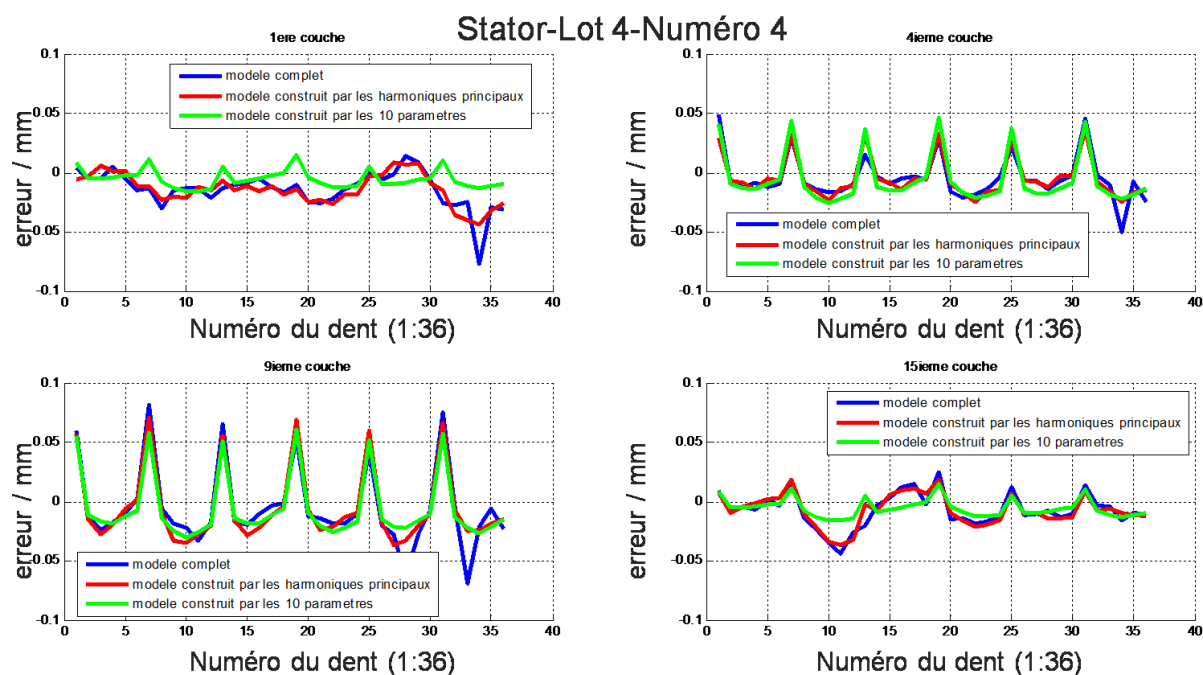


Figure 83 Comparaison des erreurs des couches 1, 4, 9, 15 du stator (Lot 4, Numéro 4) entre les écarts mesurés, modèle des harmoniques principaux et modèle réduit selon Z

La Figure 83 présente la comparaison des erreurs des couches 1, 4, 9, 15 du stator (Lot 4, Numéro 4) entre les écarts mesurés, le modèle limité aux harmoniques principaux et le modèle réduit selon Z. Les couches les plus déformées sont aux bords ce qui est logique puisque l'on a déjà vu que ces couches sont moins marquées par l'effet des soudures et que les harmoniques correspondant à l'effet des soudures restent les plus importants.

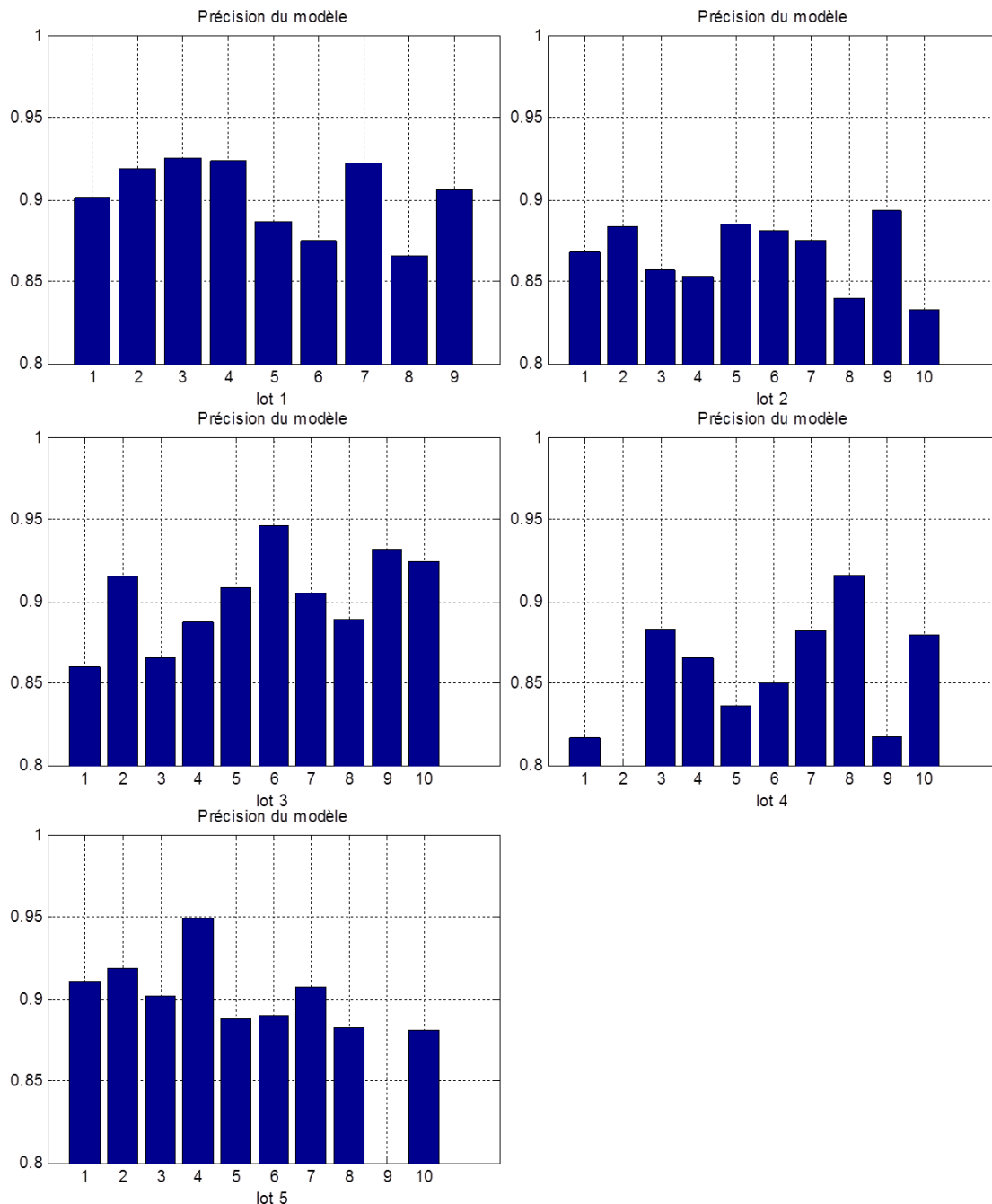


Figure 84 Précision du modèle réduit selon Z (10 paramètres) pour les 5 lots du stator

La Figure 84 montre la précision du modèle réduit avec 10 paramètres pour les 5 lots du stator ; attention, les graphiques commencent à 0.8. Toutes les valeurs sont supérieures à 0.8 (sauf pour la machine 9 du lot 5). On peut donc considérer que plus de 80% de l'information est conservée malgré la réduction du nombre de paramètres. On peut donc

réduire le nombre de paramètres de 576 à 192 puis finalement à 10 en gardant la plus grande part de l'information géométrique.

3.3 Déformation du rotor

Pour la partie rotor, on mesure 20 points par griffe soit $20 \times 12 = 240$ écarts mesurés.

Pour une machine du lot 4, la Figure 85 montre que les griffes s'ouvrent vers l'extérieur. L'explication peut être liée à l'usinage par tournage. Lorsque l'outil est à l'extrémité de la griffe, celle-ci fléchit et on coupe moins de matière.

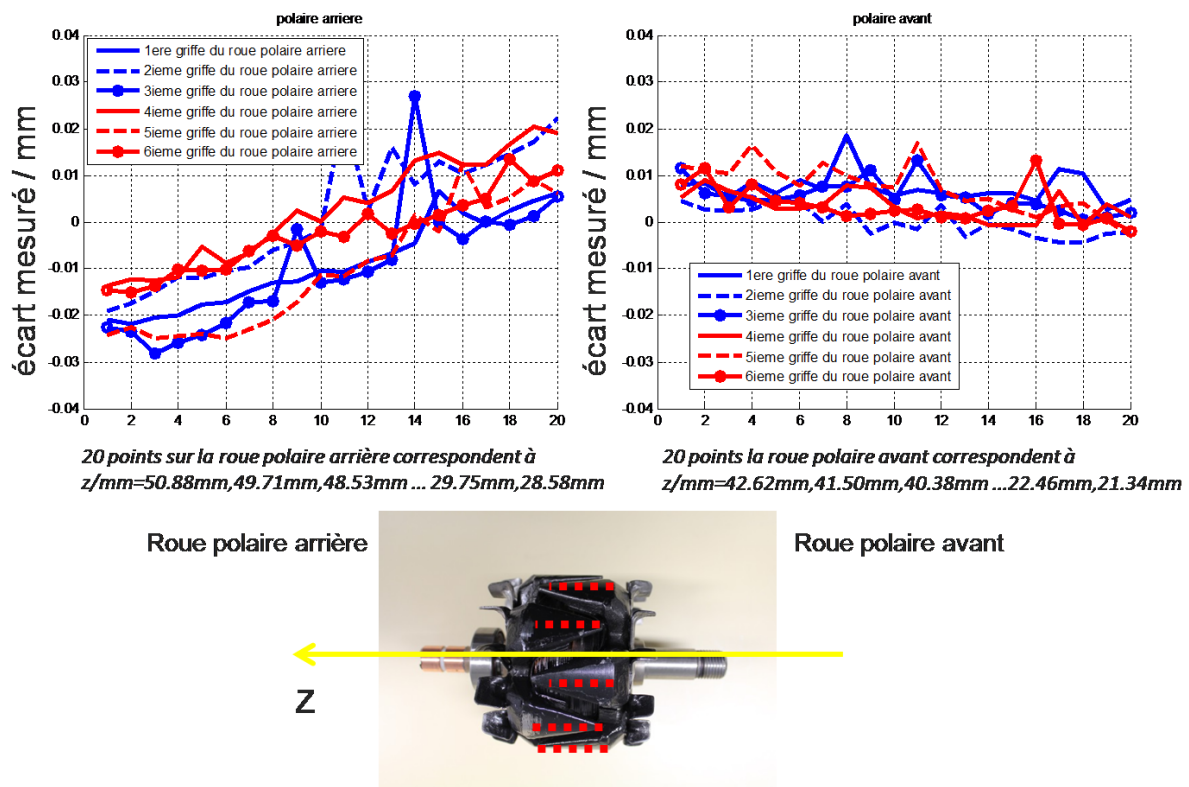
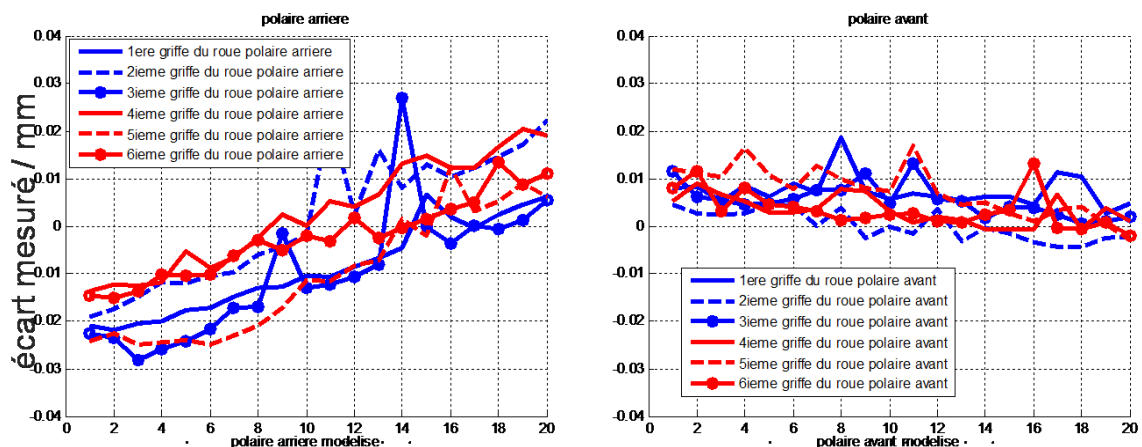


Figure 85 Illustration des écarts mesurés sur la roue polaire arrière et la roue polaire avant d'un rotor (Lot 4, numéro 4)

3.3.1 Modèle à 24 paramètres pour la forme des griffes, lot 4



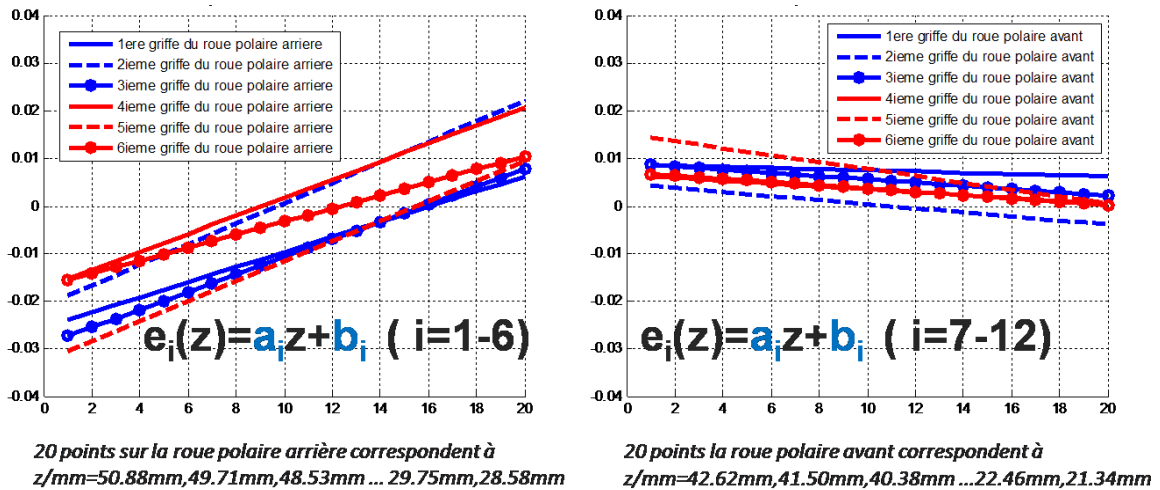


Figure 86 Illustration des écarts mesurés et le modèle avec 24 paramètres d'un rotor (Lot 4, numéro 4)

L'examen de la Figure 86 suggèrent que les 12 courbes peuvent être approchées par une ligne droite, on les modélise donc par $e_i(z)=a_i \cdot z+b_i$ ($i=1:12$). Ce modèle à 2 paramètres par griffe aboutit à 24 paramètres puisque l'on a 12 griffes. La Figure 86 correspond au lot 4 qui provient de Turquie. Sur ce lot, l'effet linéaire est fort malgré tout, on montre que l'on peut développer une stratégie de réduction à 4 paramètres.

3.3.2 Réduction du modèle à 4 paramètres

La Figure 87 et la Figure 88 montrent que les 6 lignes droites pour les roues polaires avant et arrière sont cohérentes. Pour réduire encore le nombre de paramètres, on modélise les 6 courbes (roue polaire avant et roue polaire arrière) par deux lignes droites.

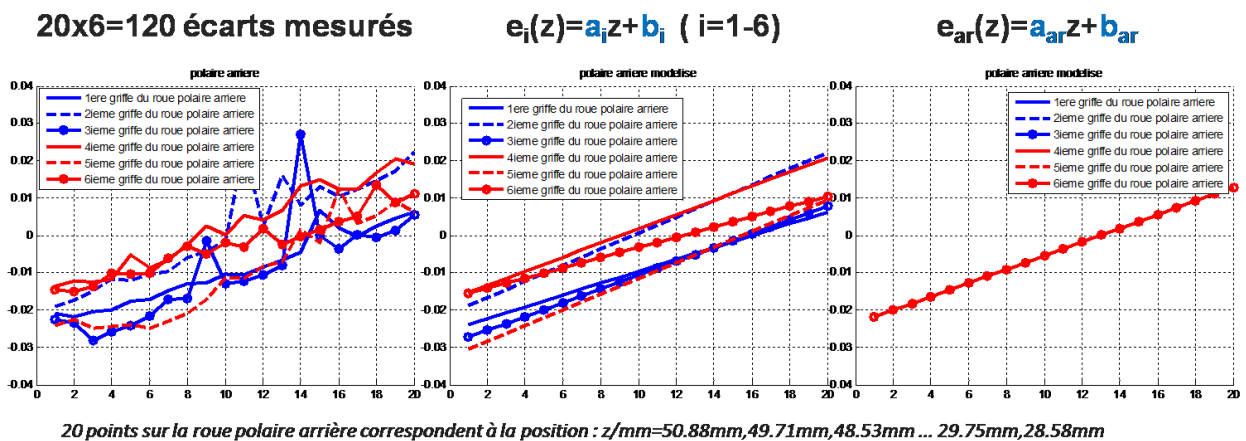


Figure 87 Illustration des écarts mesurés pour le modèle avec 24 paramètres et pour le modèle avec 4 paramètres d'un rotor (Lot 4, numéro 4)

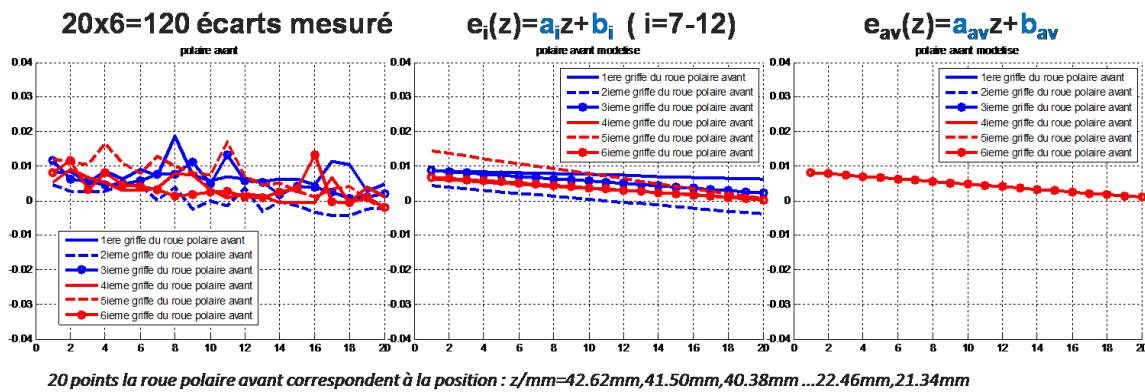


Figure 88 Illustration des écarts mesurés pour le modèle avec 24 paramètres et pour le modèle avec 4 paramètres d'un rotor (Lot 4, numéro 4)

3.3.3 Précision du modèle du rotor

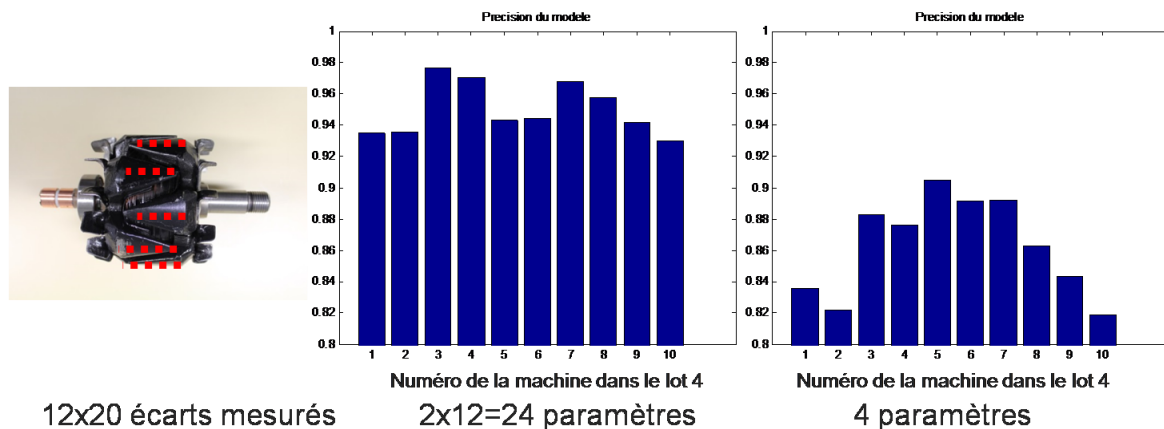


Figure 89 Précision du modèle avec 24 paramètres et avec 4 paramètres

La Figure 89 montre qu'avec les 4 paramètres, on peut caractériser un rotor avec une très bonne précision.

3.3.4 Analyse pour l'ensemble des lots

Dans le cadre de ce travail, les 3 premiers lots proviennent de l'usine d'Etaples et les 2 lots suivants de Turquie, ce changement n'était pas prévu et a une grande importance pour le rotor. Il y a clairement deux types de rotors, ceux provenant d'Etaples (lots 1 à 3) pour lesquels on a quasiment pas de tendance significative sur les griffes (Figure 90) et les lots 4 et 5 sur lesquels la tendance décrite plus haut comme due à l'effet de l'effort de coupe sur la profondeur de passe est plus forte. Finalement, nous avons décidé de ne pas séparer les lots et considéré que le problème de la flexion des griffes sera amélioré. En conséquence, on n'ajoute pas de paramètres pour modéliser la géométrie des griffes.

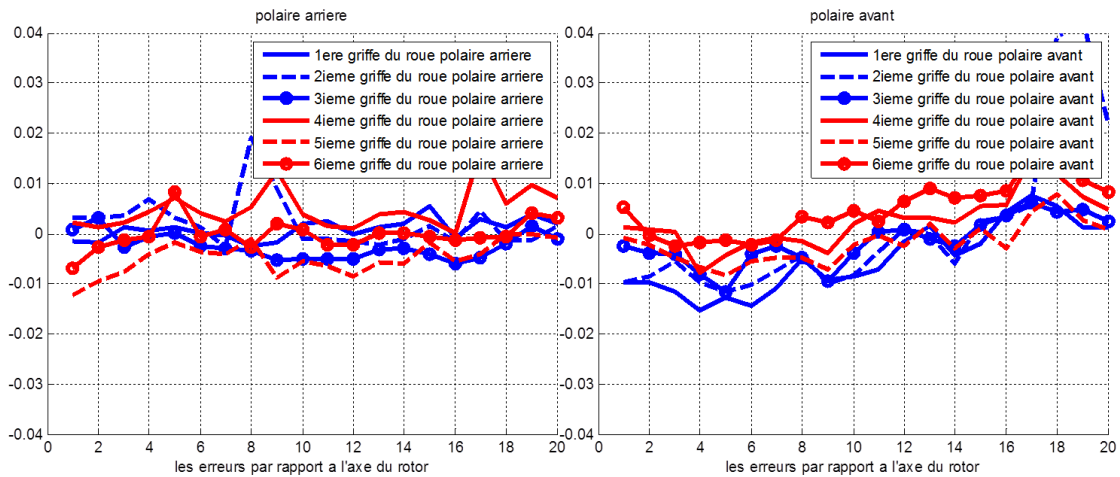


Figure 90 Profil des griffes pour la machine 4 du lot 2 (Etaples), machine 4

3.4 Conclusion

Le travail dans ce chapitre a consisté à :

- Mener une campagne de mesure et surtout d'analyse sur 50 alternateurs à griffes, 10 stators bobinés et 10 stators non bobinés
- Modéliser les différentes imperfections
- Proposer et mettre en œuvre une méthodologie de réduction du nombre de paramètres en vue d'obtenir un modèle réduit possédant un minimum de paramètres. Cet ensemble de paramètres permet malgré tout de représenter plus de 80% de l'information géométrique c'est-à-dire des écarts constatés entre la géométrie nominale et la géométrie réelle. Compte-tenu de la manière de procéder, on peut considérer que les paramètres sont interprétables en termes d'impact des procédés de fabrication

L'objectif de la thèse est de mettre en place une méthodologie permettant de quantifier l'effet des imperfections des procédés de fabrication sur les performances des machines électriques. Nous disposons maintenant de la géométrie des éléments et d'une modélisation avec un nombre raisonnable de paramètres.

Il s'agit maintenant de proposer des modèles probabilistes des paramètres d'entrée du modèle réduit représentant les incertitudes géométriques en se basant sur les mesures effectuées sur les 50 machines. Ensuite, en utilisant le modèle éléments finis 3D paramétrique, on étudiera l'influence de la variabilité des paramètres du modèle réduit sur les performances de la machine électrique (alternateur à griffes).

Classiquement, une étude de sensibilité permettra de dégager les paramètres qui influencent le plus la variabilité des grandeurs de sortie et donc d'identifier les étapes du procédé de fabrication qui sont les plus critiques.

4 CHAPITRE 4 : Propagation d'incertitude

Les modèles numériques sont généralement déterministes au sens où les entrées du modèle sont supposées connues. Or, nous avons vu dans les chapitres précédents que les alternateurs pouvaient avoir des dimensions variables d'une machine à l'autre qui n'étaient pas contrôlées et donc par nature incertaines. Les modèles déterministes ne sont alors plus directement adaptés pour traiter ce type de données d'entrée. Il est alors nécessaire d'avoir recours à des méthodes permettant de propager les incertitudes sur les données d'entrée vers les grandeurs de sortie du modèle. Dans ce chapitre, la méthodologie de quantification d'incertitude dans le cas d'une approche stochastique est présentée. Les quatre étapes : le développement du modèle, la modélisation de la variabilité des données d'entrée, la propagation des incertitudes, le post-traitement (analyse de sensibilité) sont décrits d'une manière générale. Ensuite, la démarche est appliquée dans le cas de la machine à griffes avec les incertitudes dimensionnelles.

4.1 Méthodes de propagation d'incertitude

L'application d'une méthode numérique (FEM, FIT) pour résoudre les équations de Maxwell conduit à des modèles utiles pour comprendre et prédire les caractéristiques des dispositifs électromagnétiques. Avec les progrès dans les domaines de l'analyse numérique, de la CAO et des outils de traitement et de visualisation, il est maintenant possible de représenter et de mailler des géométries très complexes et de prendre également en compte des matériaux avec des lois de comportement plus réalistes (non linéarité, hystérésis). En outre, les ordinateurs d'aujourd'hui ont la capacité de résoudre les problèmes avec des millions d'inconnues. Les erreurs de modélisation causées par les nombreuses hypothèses pour construire un modèle mathématique (l'ensemble d'équations) et les erreurs numériques dues à la discrétisation (par une méthode des éléments finis, par exemple) peuvent être négligeables.

Par conséquent, dans certaines applications, s'il existe un écart entre les mesures (supposées parfaites) et les résultats donnés par le modèle numérique, il est dû aux paramètres d'entrée qui ne sont pas égaux à leurs valeurs nominales. Les origines de ces écarts sont nombreuses et sont liées soit à un manque de connaissances (incertitudes épistémiques) soit à des variations incontrôlées (incertitudes aléatoires). Cet aspect a d'ailleurs été clairement mis en évidence dans les chapitres précédents où les dimensions des alternateurs possèdent une variabilité importante d'une machine à l'autre.

Dans la pratique, si les incertitudes sur certains paramètres ne peuvent pas être négligées ou si on souhaite en évaluer l'impact, l'accroissement de la précision du modèle déterministe devient inutile. Les modèles prenant en compte les incertitudes sur les paramètres d'entrée deviennent alors indispensables.

Dans notre étude, nous avons constaté une variabilité notable d'une machine à l'autre de grandeurs caractéristiques comme l'entrefer. Il est donc légitime de caractériser l'impact d'une telle variabilité sur les performances de la machine électrique, c'est à dire de

« mesurer » la variabilité des grandeurs d'intérêt comme le courant ou le couple. Si cette variabilité est importante, il est alors utile, voire nécessaire, de déterminer quelles sont les grandeurs d'entrée qui influent le plus sur la variabilité des grandeurs d'intérêt de sortie. Ainsi, cela permettra de cibler les actions de réduction de la variabilité des grandeurs d'intérêt en agissant de manière efficace seulement sur la variabilité des paramètres d'entrée les plus influents. Pour tenir compte des incertitudes, plusieurs approches sont proposées dans la littérature. La première est basée sur le pire scénario (les données d'entrée incertaines appartiennent à des intervalles). La deuxième est basée sur la logique floue (fuzzy logic). La dernière approche est l'approche stochastique où les paramètres d'entrée incertains sont modélisés par des variables ou des champs aléatoires. Cette dernière approche est plus riche que les deux précédentes en matière d'informations prises en compte par le modèle stochastique. Cependant, cette approche peut nécessiter plus de données pour représenter la variabilité des paramètres d'entrée et également plus de ressources numériques.

Depuis le début des années 90, de nombreuses recherches dans le domaine de l'ingénierie ont porté sur l'élaboration de modèles stochastiques, principalement en génie mécanique et génie civil [79,80,81]. Dans le domaine de l'électromagnétisme, le développement et l'application de ces modèles ont commencé dans les années 2000 et connaissent un intérêt croissant dans la communauté [82,83,84,85,86,87].

Dans la suite, les quatre étapes pour mettre en œuvre un modèle stochastique sont brièvement présentées. Nous appliquons ensuite la démarche au cas de notre machine à griffes.

4.2 Présentation générale

La démarche de quantification d'incertitudes comporte quatre étapes qui sont les suivantes (cf Figure 91)

A- Le développement d'un modèle mathématique liant les données d'entrée (déterministes ou incertaines) avec les grandeurs d'intérêt (sorties du modèle). Le modèle peut être analytique ou basé sur la résolution numérique des équations aux dérivées partielles comme les équations de Maxwell.

B- La modélisation de la variabilité des paramètres d'entrée par un modèle probabiliste. Les paramètres peuvent avoir une signification physique comme les paramètres des matériaux (conductivité, perméabilité...) ou des dimensions ou peuvent être des coefficients utilisés dans une loi de comportement non-linéaire de matériaux par exemple. Dans l'approche stochastique, chaque paramètre incertain est modélisé par une variable aléatoire. Il faut donc déterminer les lois de ces variables aléatoires qui peuvent être corrélées. La détermination de ces lois est souvent faite sur la base d'expertise car peu de mesures sont en général disponibles. Dans notre cas, nous nous baserons sur notre campagne de mesures présentée dans le chapitre précédent et sur les modèles de l'excentricité et de la déformation du stator.

C- La propagation de la variabilité des paramètres d'entrée à travers le modèle développé dans l'étape A. Cette étape permet de quantifier la dispersion des grandeurs d'intérêt (sorties du modèle) qui sont des variables aléatoires

D- La caractérisation des grandeurs d'intérêts qui sont aléatoires à l'issue de l'étape C. Les grandeurs statistiques (moyenne, écart-type, la corrélation entre les grandeurs de sortie) peuvent être calculées. La sensibilité globale de sortie par rapport aux entrées peut être également analysée. Cette analyse de sensibilité permet de déterminer les paramètres d'entrée dont la variabilité influence le plus la variabilité de la grandeur de sortie.

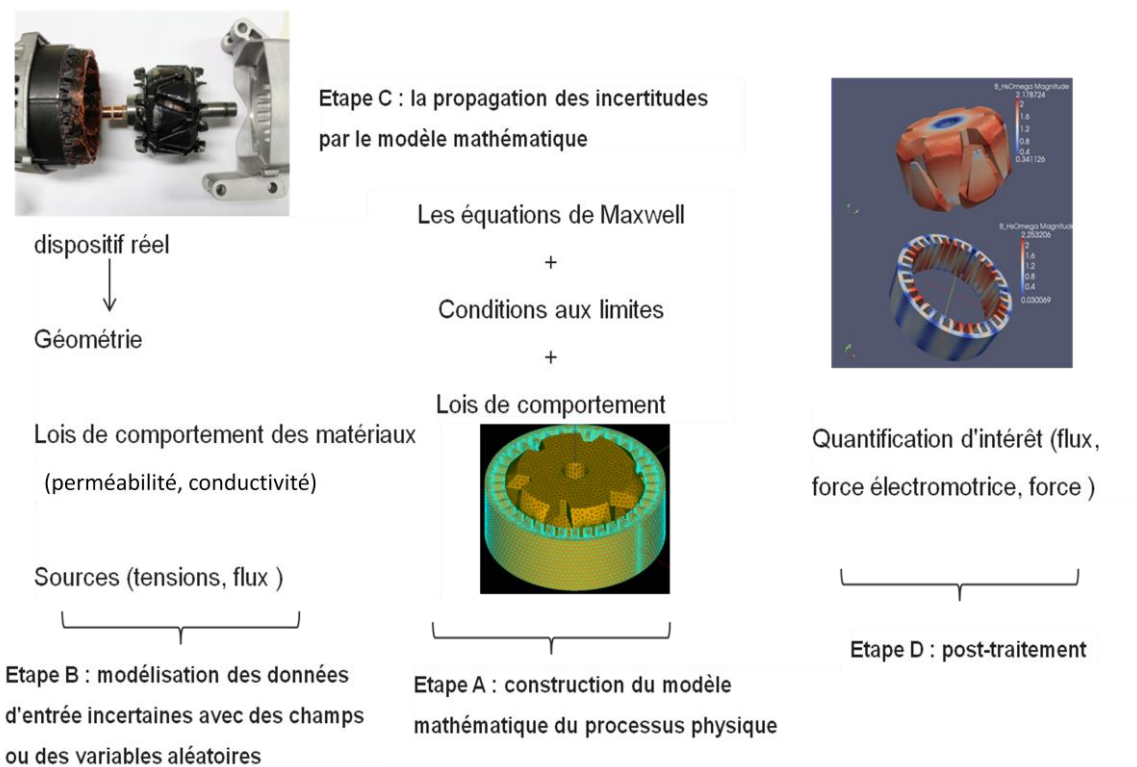


Figure 91 Description des quatre étapes nécessaires pour établir une comptabilité du modèle des incertitudes (approche stochastique)

Dans ce qui suit, nous allons présenter plus en détail les étapes A, B, C et D appliquées au cas de l'alternateur à griffes dont le modèle est basé sur la résolution des équations de la magnétostatique en utilisant la méthode des éléments finis. Les paramètres d'entrée incertains sont ceux qui ont été mesurés et caractérisés dans les deux chapitres précédents.

4.3 Etape A : Développement du modèle de la machine à griffes

La méthode des éléments finis (MEF) est une technique de résolution numérique des équations aux dérivées partielles. Cette méthode est puissante, générale, robuste et largement utilisée dans de nombreux domaines de l'ingénierie comme la mécanique, la thermodynamique, l'acoustique, etc. En réalité la MEF résout la forme faible des équations aux dérivées partielles en utilisant un maillage (cf Figure 92) qui sert de

support aux fonctions d'interpolation qui définissent un espace de dimension finie où on cherche une solution approchée.

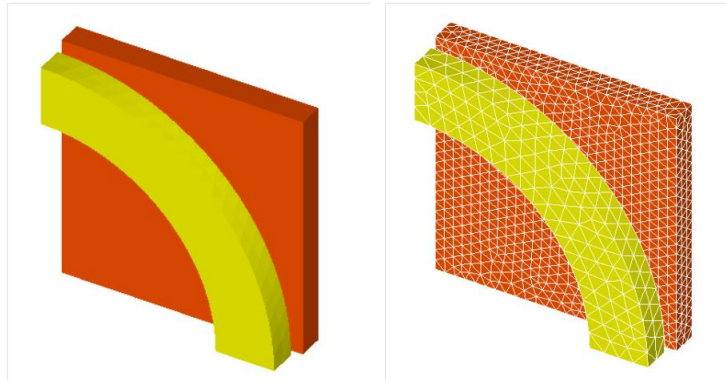


Figure 92 Géométrie de pièce à modéliser et son maillage en éléments finis

4.3.1 Equations à résoudre

Dans le cas de l'électromagnétisme, nous allons résoudre les équations de Maxwell avec les lois de comportement en prenant en compte des conditions aux limites.

Equation de Maxwell

Les équations de Maxwell forment un système d'équations aux dérivées partielles, qui représentent des phénomènes électromagnétiques [88]. La forme de ces quatre équations est :

$$\text{rot}\mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (32)$$

$$\text{div}\mathbf{B} = 0 \quad (33)$$

$$\text{rot}\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (34)$$

$$\text{div}\mathbf{J} = 0 \quad (35)$$

dans lesquelles :

E : le champ électrique (V/m)

B : l'induction magnétique (T)

H : le champ magnétique (A/m)

J : la densité de courant (A/m²)

D : la densité du champ électrique (C/m²)

Dans la suite, nous travaillerons dans le cadre de la magnétostatique. Cela est une hypothèse forte concernant la machine à griffes où des pièces massives conductrices ferromagnétiques sont présentes. Néanmoins, pour l'essai à vide qui nous intéresse dans la suite et les grandeurs d'intérêt considérées comme le flux et le couple, cette hypothèse est tout à fait valable. On négligera donc les courants de déplacement ainsi que les courants induits. Les champs **E** et **D** ne sont plus considérés car leur effet est négligeable.

De plus, la densité de courant \mathbf{J} est alors une donnée du problème. Les champs \mathbf{B} et \mathbf{H} vérifient :

$$\mathbf{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (36)$$

$$\mathbf{div} \mathbf{B} = 0 \quad (37)$$

Lois de comportement

Les lois de comportement traduisent la réponse du matériau aux sollicitations créées par les champs électromagnétiques. Pour modéliser le comportement des matériaux, donc la relation entre les champs \mathbf{B} et \mathbf{H} , on néglige le phénomène d'hystérésis : il est alors possible de représenter la relation $\mathbf{B}=\mathbf{f}(\mathbf{H})$ ou $\mathbf{H}=\mathbf{g}(\mathbf{B})$ par une fonction univoque. Par exemple, en utilisant une relation de la forme :

$$H_{marroc} = \frac{B}{\mu_0} \left[\frac{B^{2\tau(3)}}{B^{2\tau(3)} + \tau(4)} (\tau(2) - \tau(1)) + \tau(1) \right] \quad (38)$$

$\tau(1)$, $\tau(2)$, $\tau(3)$, $\tau(4)$ sont 4 paramètres à déterminer à partir d'une courbe expérimentale $B(H)$.

On introduit souvent la perméabilité μ telle que $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$. Dans le cas de matériau ferromagnétique, la perméabilité dépend des champs électromagnétiques.

Conditions aux limites

Afin d'assurer l'unicité de la solution du système composé des équations de la magnétostatique et des lois de comportement, il est nécessaire d'ajouter des conditions aux limites sur les champs. La frontière Γ du domaine \mathcal{D} se décompose en deux frontières Γ_H , Γ_B telles que : $\Gamma = \Gamma_B \cup \Gamma_H$ et $\Gamma_B \cap \Gamma_H = \emptyset$. En définissant le vecteur \mathbf{n} comme le vecteur normal à la surface et en supposant que les conditions aux limites sont homogènes, ces dernières peuvent être présentées sous les formes suivantes :

$$-\Gamma_B, \mathbf{n} \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (39)$$

$$-\Gamma_H, \mathbf{n} \times \mathbf{H} = \mathbf{0} \quad (40)$$

4.3.2 Formulation en potentiel

Il est possible d'utiliser deux formulations en potentiel pour résoudre un problème en magnétostatique. Ces formulations en potentiel permettent de réduire le nombre d'inconnues à 1 (le potentiel) plutôt que 2 (\mathbf{H} et \mathbf{B}).

Formulation en potentiel scalaire :

Comme $\mathbf{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J}$, il existe un potentiel scalaire Ω tel que $\mathbf{H} = \mathbf{H}_s - \mathbf{grad} \Omega$ avec \mathbf{H}_s un champ tel que $\mathbf{rot} \mathbf{H}_s = \mathbf{J}$ et $\mathbf{n} \times \mathbf{H}_s = \mathbf{0}$ sur Γ_H . Comme $\mathbf{div} \mathbf{B} = 0$, on obtient l'équation suivante :

$$\text{div}(\mu \mathbf{grad} \Omega) = \text{div}(\mu \mathbf{H}_s) \quad (41)$$

On obtient alors la formulation faible suivante qui est résolue par la méthode des éléments finis :

$$\int \mathbf{grad}(\Omega) \cdot \mu \cdot \mathbf{grad}(\lambda) dD = \int \mu \mathbf{H}_s \cdot \mathbf{grad}(\lambda) dD \quad (42)$$

Avec λ une fonction test appartenant au même espace que le potentiel scalaire Ω . Dans le cas de l'application de la méthode des éléments finis, le potentiel scalaire appartient à l'espace des éléments nodaux.

Formulation en potentiel vecteur :

Comme le champ \mathbf{B} est à divergence nulle $\mathbf{B} = \mathbf{rot} \mathbf{A}$. L'équation $\mathbf{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J}$ devient :

$$\mathbf{rot}(\mu^{-1} \mathbf{rot} \mathbf{A}) = \mathbf{J} \quad (43)$$

On peut en déduire la formulation faible suivante :

$$\int \mathbf{rot}(\mathbf{A}) \cdot \mu^{-1} \cdot \mathbf{rot}(\mathbf{w}) dD = \int \mathbf{A} \cdot \mathbf{J} \cdot \mathbf{w} dD \quad (44)$$

Avec \mathbf{w} une fonction test appartenant au même espace que le potentiel vecteur \mathbf{A} . Dans le cas de la méthode des éléments finis en 3D, le potentiel vecteur appartient à l'espace des éléments d'arêtes.

4.3.3 Machine à griffes : la géométrie, le maillage et les caractéristiques matériaux

Dans le cas d'une machine à griffes : le flux circulant dans les 3 dimensions, il est nécessaire d'avoir recours à un modèle 3D. Comme cela a été signalé précédemment, nous négligeons les courants induits en particulier dans les pièces rotoriques. Le modèle sera donc un modèle magnétostatique 3D. Les modèles géométriques du rotor et du stator sont données sur la Figure 93. Ils ont été construits par un script paramétré sous la plateforme SALOME (<http://www.salome-platform.org/>) et selon les plans d'alternateur à griffes de VALEO.

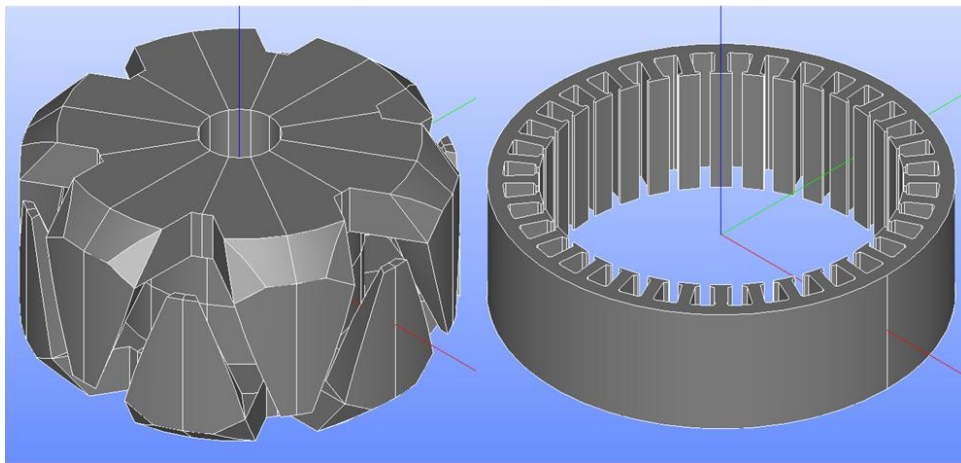


Figure 93 La géométrie de la machine à griffes

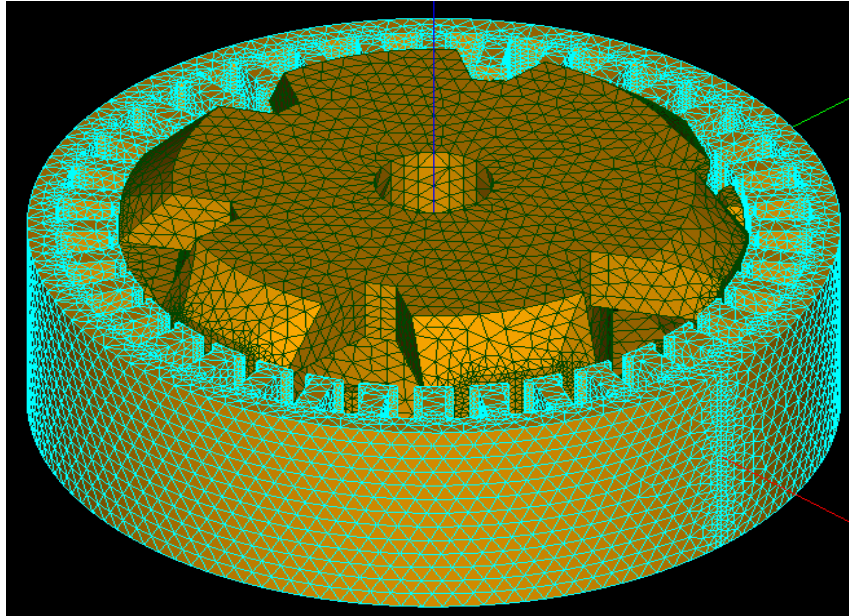


Figure 94 Le maillage de la machine

Le maillage de la machine a été obtenu à l'aide d'un des mailleurs du logiciel SALOME. Le nombre d'éléments est d'environ 1.5 millions. On a raffiné le maillage autour des surfaces des griffes et sur la surface intérieure du stator pour prendre en compte la déformation d'entrefer et diminuer ainsi l'erreur numérique.

Le mouvement du rotor a été pris en compte par la méthode du pas bloqué.

La formulation en potentiel scalaire conduit à un nombre beaucoup moins élevé d'inconnues. On privilégiera cette formulation dans la suite car le modèle de la machine à griffes nécessite un maillage très fin et les imperfections dimensionnelles détruisent toute symétrie, il est donc nécessaire que le domaine d'étude couvre l'ensemble de la machine et pas seulement 1 paire de pôles (qui représente 1/6ième de la machine) comme cela se fait classiquement lorsque on considère une machine idéale.

On a représenté, sur la Figure 95, les lois de comportements $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ des matériaux ferromagnétiques du stator et du rotor. On va supposer ici que ces lois sont parfaitement déterministes et ne varient pas d'une machine à l'autre. Ces courbes $B(H)$ ont ensuite été approchées par le modèle présenté à l'équation (38).

Tableau V Les paramètres du modèle pour le matériau au stator et au rotor.

	$\tau(1)$	$\tau(2)$	$\tau(3)$	$\tau(4)$
rotor	8.2e-4	179.52	4.94	6.3e+6
stator	0	5.2e+4	11.8	5.5e+12

Les paramètres de ces deux lois ont été reportés dans le Tableau V. On constate sur la Figure 96 que le modèle permet d'approcher correctement les deux courbes $B(H)$ des deux matériaux du stator et du rotor.

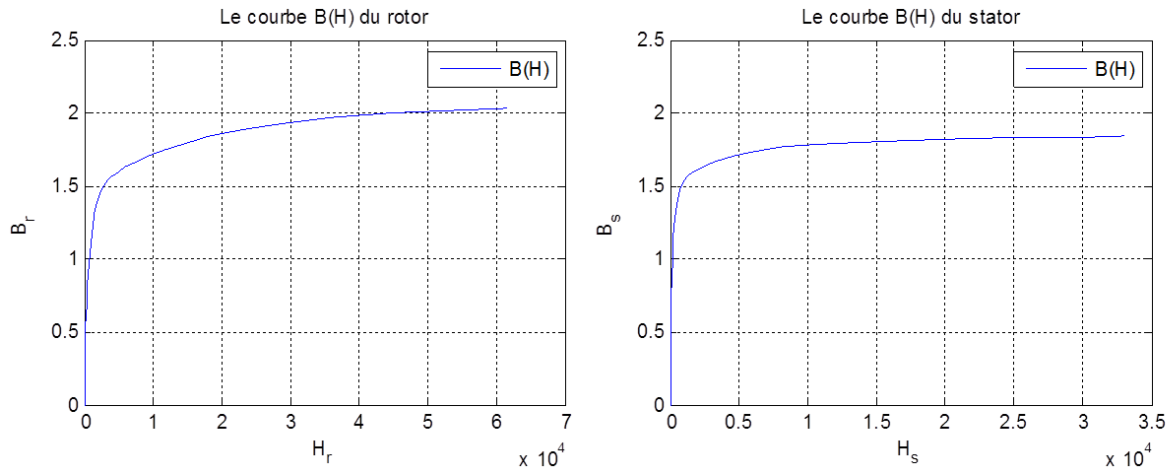


Figure 95 Les courbes mesurées $B(H)$ du stator et du rotor

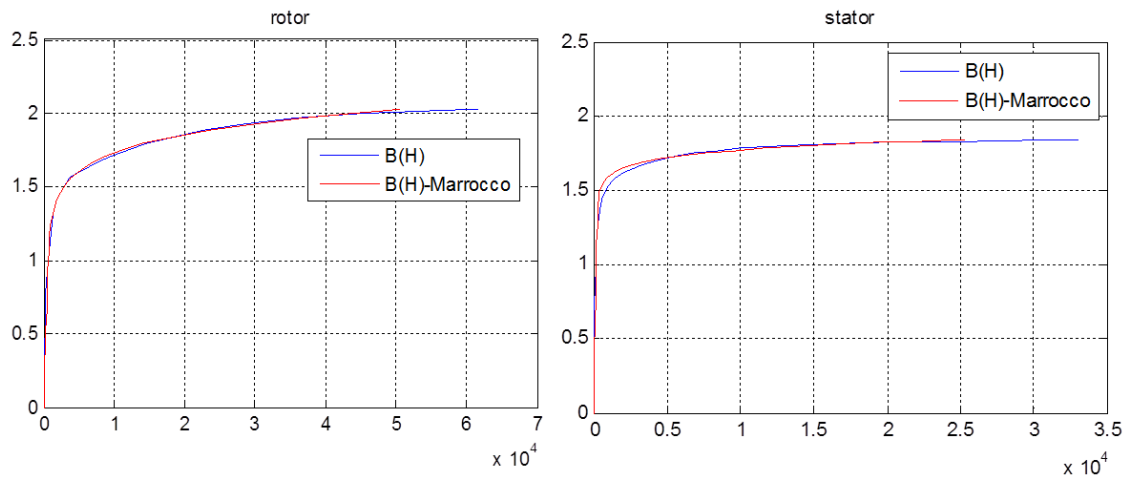


Figure 96 Comparaison entre les courbes $B(H)$ mesurées et modélisées

4.3.4 Prise en compte des imperfections géométriques

Pour prendre en compte la déformation du stator et l'excentricité, l'idée est de considérer une machine idéale avec la géométrie nominale et de construire un maillage « nominal ». Ensuite les nœuds au stator sont déplacés pour modéliser la déformation de la surface intérieure du stator. Tous les nœuds du rotor sont déplacés pour prendre en compte l'excentricité.

La Figure 97 donne un exemple où un retrait d'une dent du stator a été pris en compte. Le rayon de la dent considéré est alors légèrement plus important que celui des autres dents. La transformation consistant à déplacer les nœuds pour prendre en compte le retrait d'une dent ou plusieurs dents a été proposée et détaillée dans le cadre de la thèse de H. Mac [89].

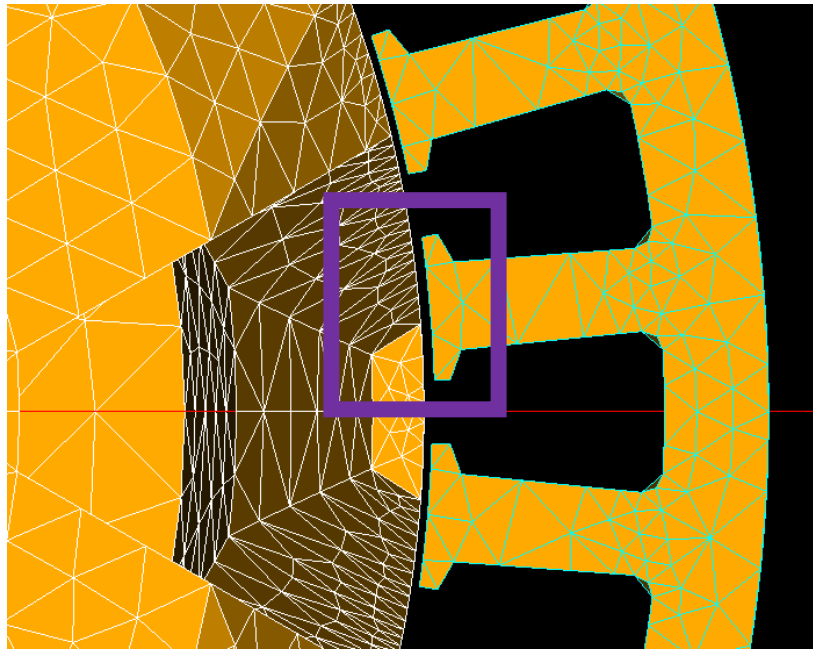


Figure 97 Un exemple de retrait vers l'extérieur d'une dent (0.1mm) du stator

L'avantage de déplacer les nœuds est d'éviter de remailler (le temps est relativement long pour remailler un modèle 3D avec 1.5 millions nœuds) et de réduire le bruit dû à l'erreur numérique liée au remaillage. De cette manière, la variabilité de la grandeur d'intérêt est due principalement à la variabilité des grandeurs d'entrée et peu au bruit dû à l'erreur numérique introduite par la méthode des éléments finis qui varie avec la géométrie.

4.3.5 Simulation de la machine idéale

Sur la Figure 98, dans le cas où les dimensions de la machine correspondent aux dimensions nominales (machine idéale), on présente la carte de champ au rotor et au stator lorsque la bobine rotorique est alimentée par un courant de 4A. Les bobinages du stator n'étant pas alimentés, la machine est dans un état fortement saturé. On donne sur les Figure 99 et Figure 101 l'évolution du flux et du couple à vide en fonction de la position du rotor.

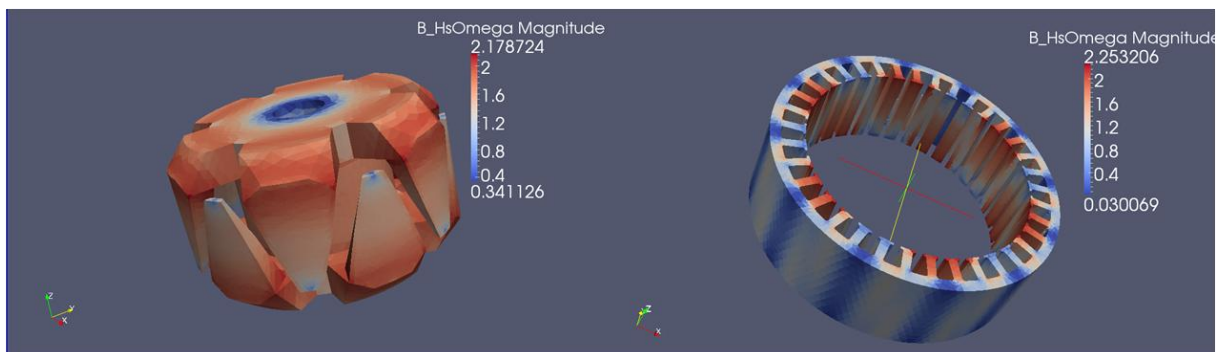


Figure 98 La répartition du champ pour le stator et le rotor dans la machine idéale (courant d'excitation : 4A)

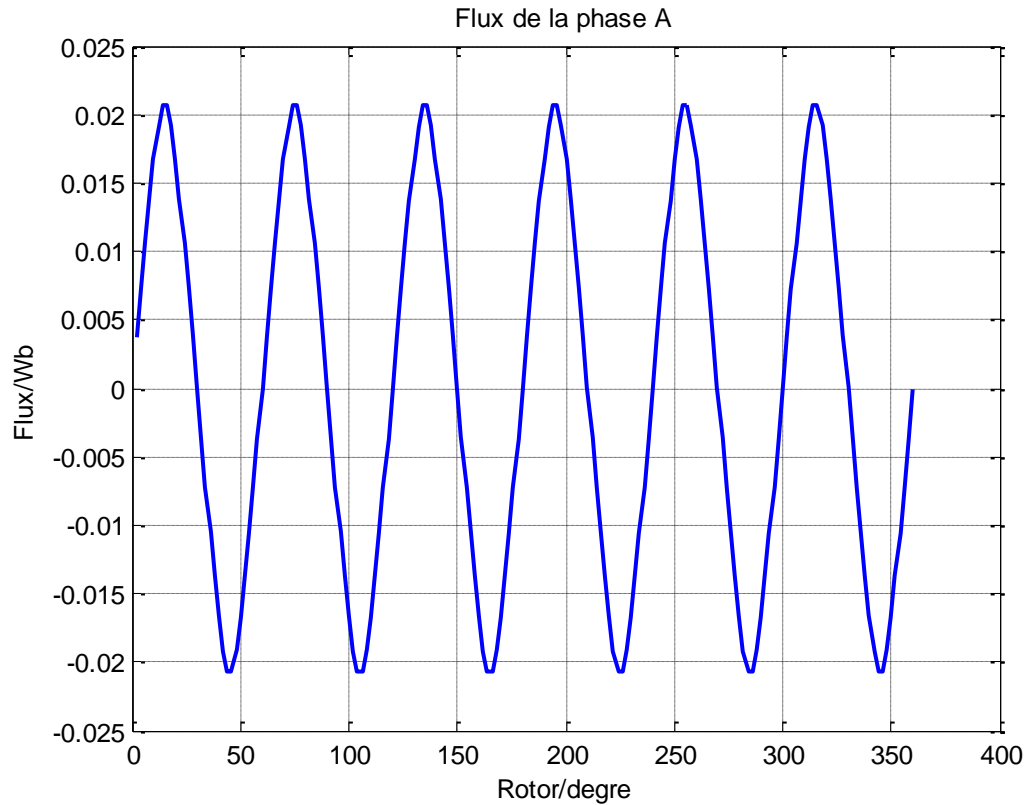


Figure 99 Flux de la phase A de la machine idéale (phase ouverte)

Dans la Figure 99, on voit bien que le flux de la phase A pour la machine idéale est proche d'une sinusoïde, il y a 6 périodes pour un tour du rotor qui correspondent bien aux 6 paires de pôles de la machine.

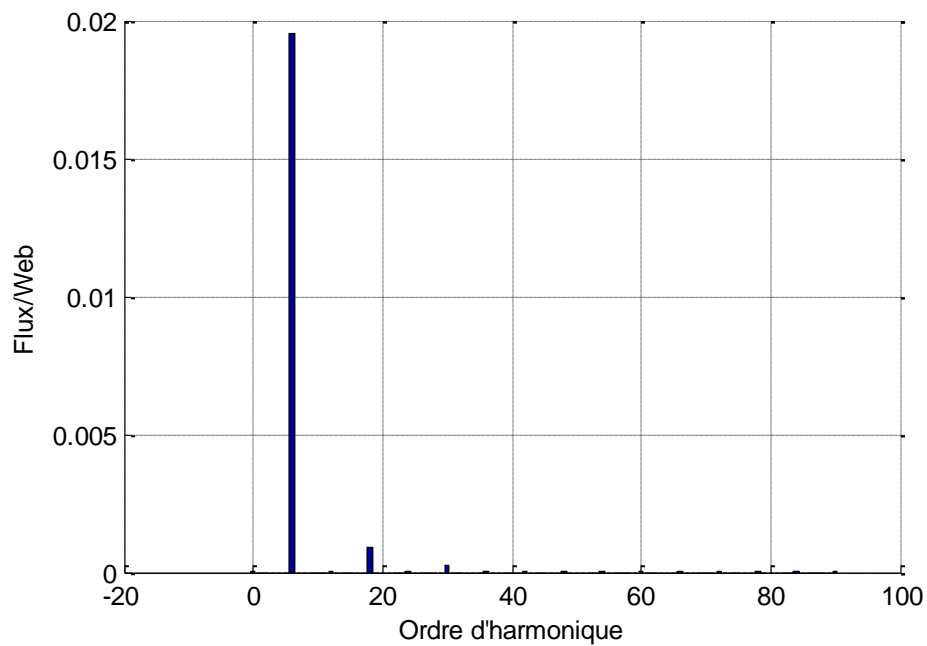


Figure 100 Les harmoniques du flux de la phase A de la machine idéale (phase ouverte)

La Figure 100 montre les harmoniques du flux de la phase A pour la machine idéale. L'harmonique de rang 6 est dominant (la période étant ici un tour de la machine). On vérifie bien que la courbe du flux est pratiquement sinusoïdale avec des harmoniques de rang 18 et 30 d'amplitude très faible.

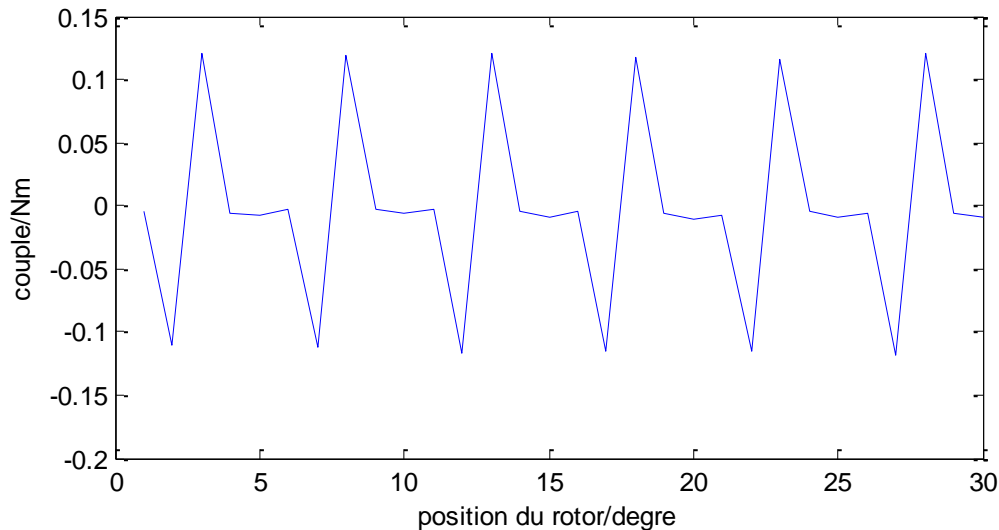


Figure 101 Couple à vide en fonction de position de rotor

Dans la Figure 101, on présente le couple à vide en fonction de la position du rotor. Chaque période du couple à vide correspond à 10 degrés mécaniques parce qu'il y a 36 dents dans le stator. Les harmoniques principales sont de rang 36 et 72 (cf Figure 102).

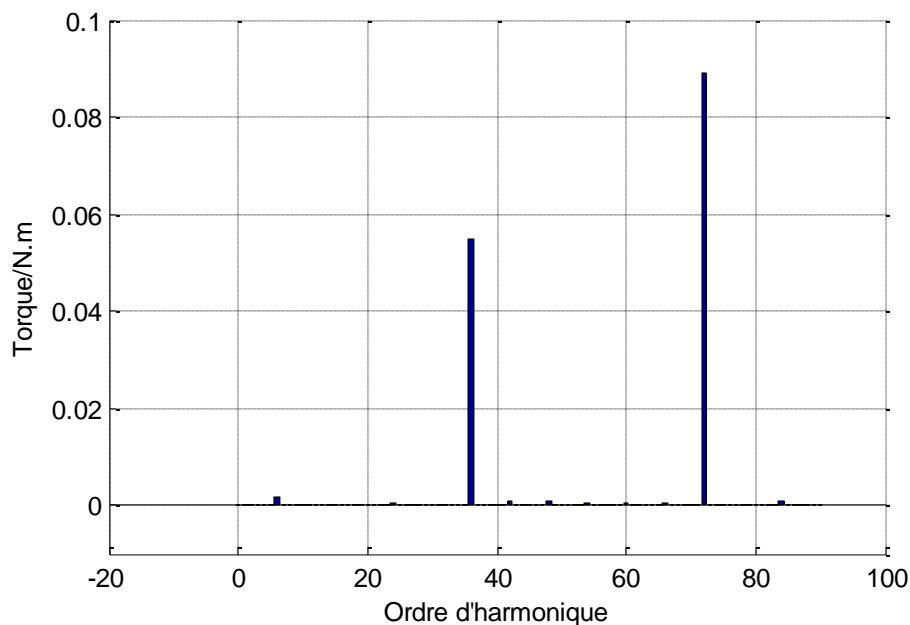


Figure 102 Les harmoniques du couple à vide de la machine idéale

4.4 Etape B : Modélisation des données d'entrée incertaines

Nous disposons maintenant d'un modèle nous permettant de lier des grandeurs comme le couple ou les flux aux paramètres géométriques qui sont eux-mêmes liés aux imperfections géométriques que sont l'excentricité du rotor ou la déformation de la surface intérieure du stator. Il est maintenant nécessaire de proposer un modèle probabiliste des paramètres (étape B). Dans le chapitre 3, nous avons proposé un modèle pour l'excentricité et la déformation de la surface intérieure du stator avec un nombre réduit de paramètres. Dans le cas de l'approche stochastique, ces paramètres sont modélisés par des variables aléatoires. Nous allons dans la suite identifier les lois probabilistes de ces variables sur la base d'une analyse statistique.

Nous rappelons que nous avons 5 lots de 10 machines qui ont été fabriqués pour les 3 premiers lots à l'usine d'Etaples et pour les deux derniers lots dans une usine en Turquie.

Dans la suite, nous allons suivre la démarche suivante et effectuer consécutivement :

- un test d'indépendance pour s'assurer qu'il n'y a pas de différences majeures entre les lots
- des tests d'adéquation pour déterminer les lois marginales des variables aléatoires
- une analyse de la corrélation des paramètres.

4.4.1.1 Test d'indépendance

Nous avons 5 lots de mesure de chacun 10 machines. Nous souhaitons montrer ici que facteur « lot » n'a pas d'influence ce qui nous permettrait d'une part de réduire le nombre de facteurs puisque le facteur « lot » ne serait pas à considérer et, par ailleurs, de regrouper l'ensemble des mesures dans un seul échantillon ce qui faciliterait le traitement par la suite.

Du point de vue statistique, on pose le problème de la manière suivante. On considère deux lots distincts ce qui est le cas ici puisque les machines ont été prélevées à des moments différents et on cherche à savoir si ces deux lots proviennent de la même population de moyenne μ ou de deux populations de moyennes distinctes μ_1 et μ_2 .

Un test simple extrait de [90] a été appliqué. On considère μ_1 et μ_2 et Var_1 et Var_2 , respectivement les moyennes et les variances empiriques des lots 1 et 2. Les moyennes sont estimées identiques c'est à dire que les deux lots appartiennent à la même population si on a :

$$\left| \frac{\mu_1 - \mu_2}{\sqrt{\frac{Var_1}{n_1} + \frac{Var_2}{n_2}}} \right| < 2 \quad (45)$$

Où n_1 et n_2 sont les tailles des échantillons des lots 1 et 2.

Sur la Figure 103, on a comparé tous les lots les uns avec les autres pour les 4 paramètres caractérisant l'excentricité qui sont $(\alpha, sr, \beta_s, \beta_r)$. On calcule ainsi pour les lots i et j , le critère (45) pour les 4 paramètres dont l'index correspondant est donné dans le Tableau VI. On a donc 10 comparaisons à effectuer pour les 4 paramètres. On constate que l'on ne peut pas distinguer les moyennes puisque le critère (45) est toujours satisfait. On peut donc considérer que les 5 lots proviennent de la même population et que l'on peut regrouper les échantillons des 5 lots au sein d'un seul échantillon.

Sur la Figure 104, la même analyse a été effectuée pour les 10 paramètres décrivant la surface intérieure du stator qui sont $(H_0, H_{2\sin}, H_{2\cos}, H_{3\sin}, H_{3\cos}, H_{6\sin}, H_{6\cos}, H_{12\sin}, H_{12\cos}, H_{18\sin})$. L'indexation des paramètres est donnée dans le Tableau VII. On note seulement deux situations où la valeur du critère (45) est légèrement supérieure à 2 :

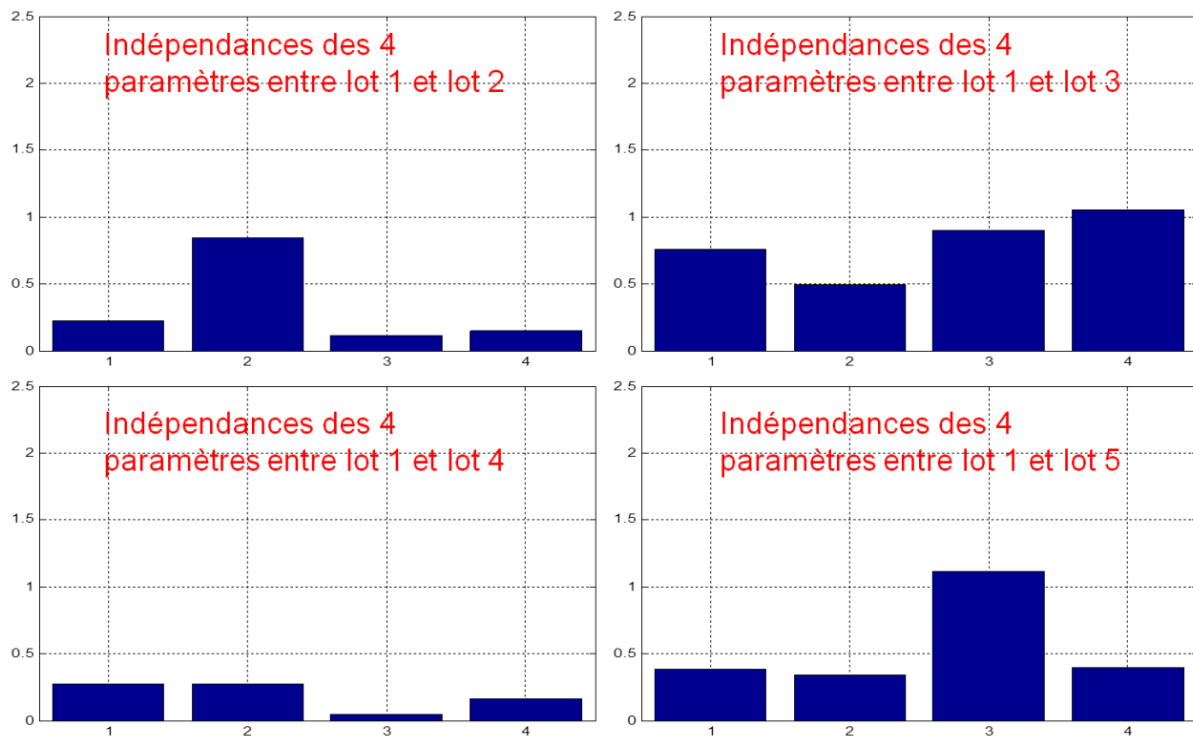
-paramètre 1 (H_0) lots 1 et 4

-paramètre 7 ($H_{6\cos}$) lots 2 et 5

Dans ces conditions, nous considérerons dans la suite que les 5 échantillons appartiennent à la même population.

Tableau VI 4 paramètres d'excentricité

Index	1	2	3	4
Paramètre	α	sr	β_s	β_r



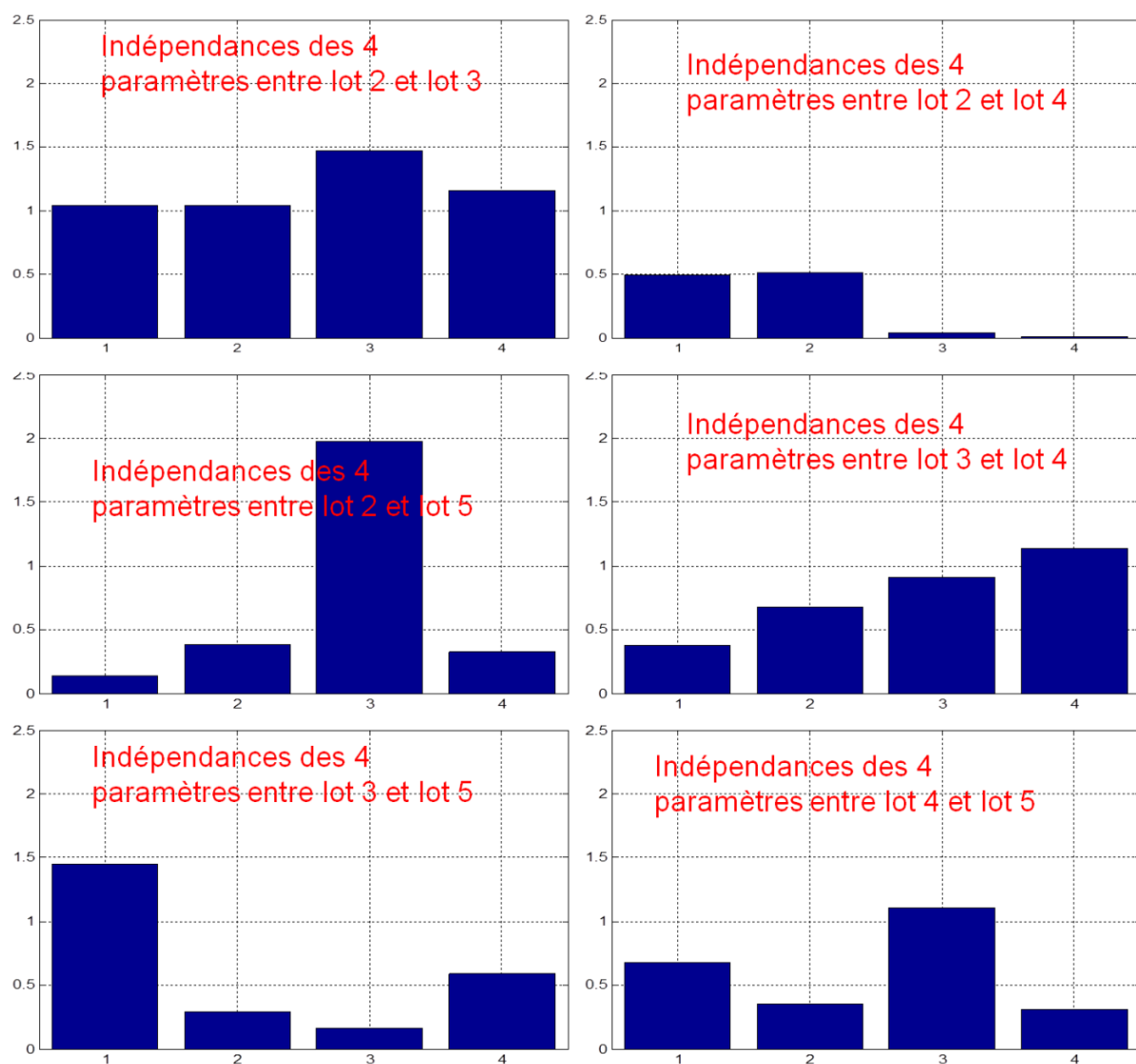
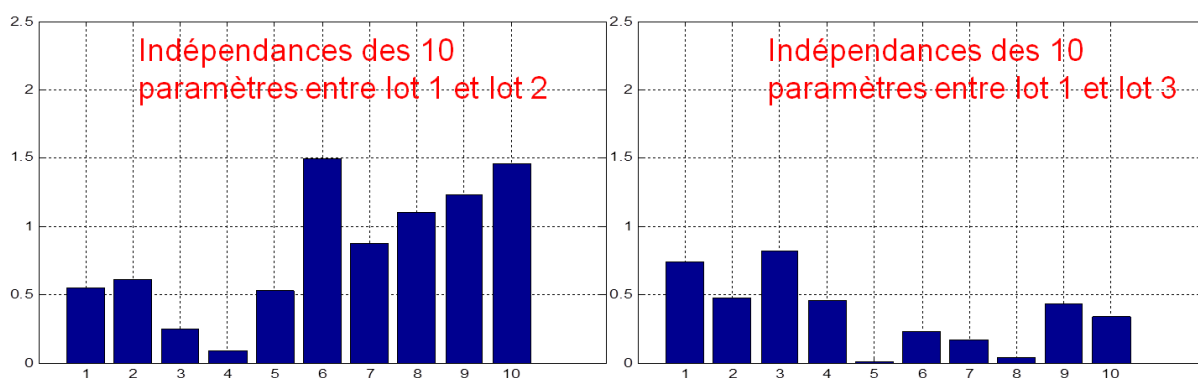


Figure 103 Les indépendances des 5 lots pour les 4 paramètres d'excentricité
($\alpha=1, sr=2, \beta s=3, \beta r=4$)

Tableau VII Indexation des 10 paramètres du stator

Index	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Paramètre	H_0	$H_{2\sin}$	$H_{2\cos}$	$H_{3\sin}$	$H_{3\cos}$	$H_{6\sin}$	$H_{6\cos}$	$H_{12\sin}$	$H_{12\cos}$	$H_{18\cos}$



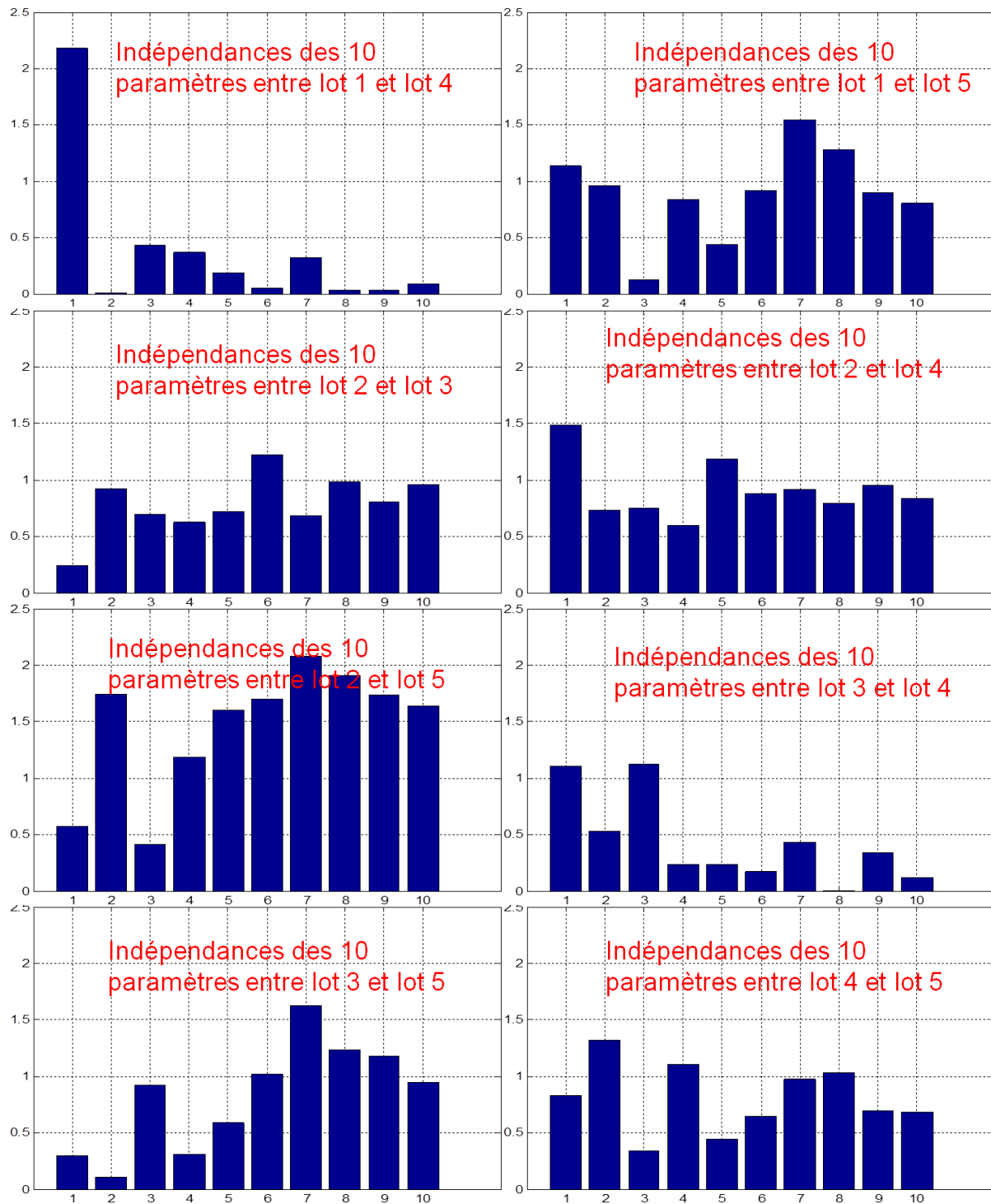


Figure 104 Les indépendances des 5 lots pour les 10 paramètres du stator ($H_0=1$, $H_{2\sin}=2$, $H_{2\cos}=3$, $H_{3\sin}=4$, $H_{3\cos}=5$, $H_{6\sin}=6$, $H_{6\cos}=7$, $H_{12\sin}=8$, $H_{12\cos}=9$, $H_{18\sin}=10$)

4.4.1.2 Détermination des lois probabilistes

Suite à l'analyse précédente, on ne considère donc qu'un seul échantillon de 50 réalisations pour chaque paramètre sur lequel nous allons effectuer une analyse statistique de manière à déterminer la loi marginale.

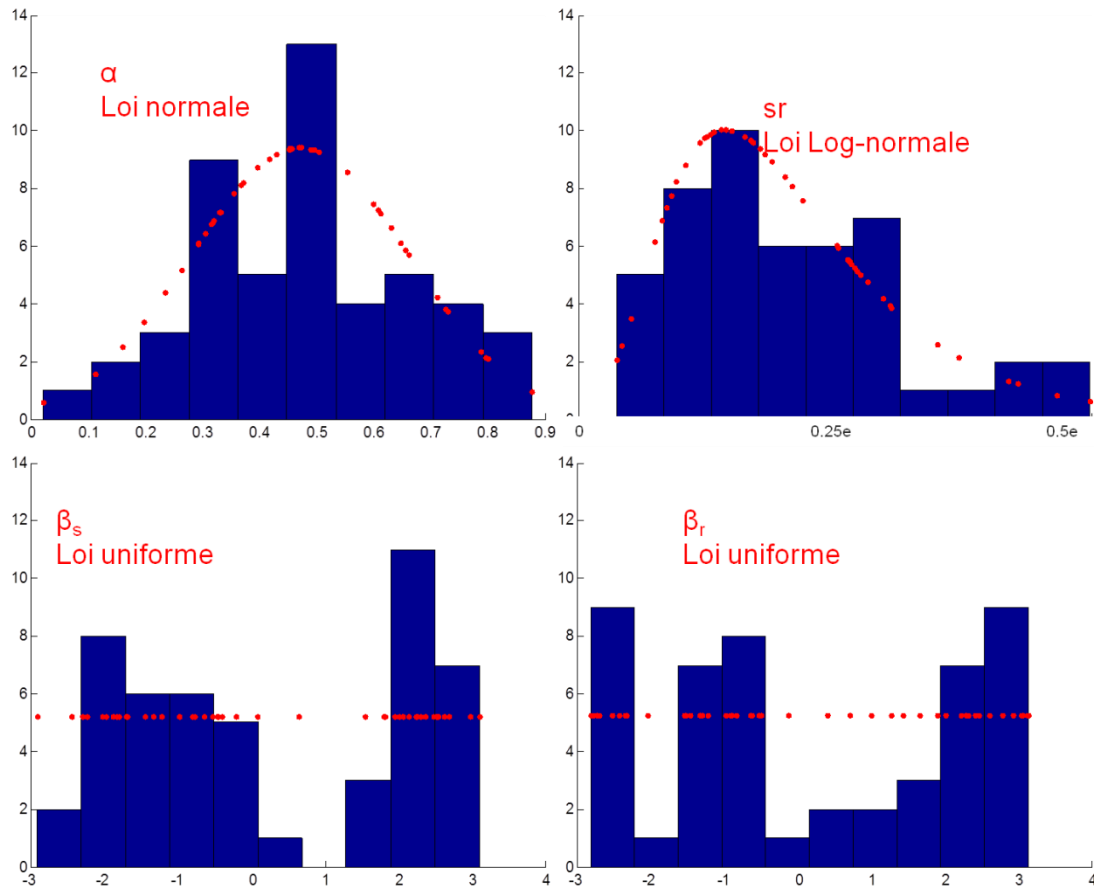


Figure 105 Les histogrammes des 4 paramètres

On présente, sur la Figure 105, les histogrammes pour les 4 paramètres caractérisant l'excentricité. Ainsi, nous avons supposé, au vue des formes des histogrammes, que α suivait une loi normale, sr une loi lognormale et β_s et β_r une loi uniforme. Pour l'intervalle de variation des paramètres β_s et β_r , il a semblé naturel de prendre $[-\pi, \pi]$. En utilisant la méthode du maximum de vraisemblance, nous avons calculé les paramètres de la loi normale α et lognormale de sr . Nous avons ensuite effectué un test d'hypothèse sur le type de loi de manière à vérifier l'adéquation entre la loi et l'échantillon.

On a reporté dans le Tableau VIII le type de loi ainsi que les paramètres de la loi identifiés à partir de l'échantillon.

On a reporté sur la Figure 105, l'histogramme des valeurs expérimentales avec les densités de probabilité estimées.

Tableau VIII Loïs choisies et paramètres

Paramètre d'excentricité	Test d'adéquation	Paramètres de la loi identifiés
α	loi gaussienne	Mu, sigma : 0.469, 0.19
sr	loi log-normale	Mu, sigma : 0.103, 0.0445
β_s	Loi uniforme	Valeurs minimale et maximale : $[-\pi, \pi]$
β_r	Loi uniforme	Valeurs minimale et maximale : $[-\pi, \pi]$

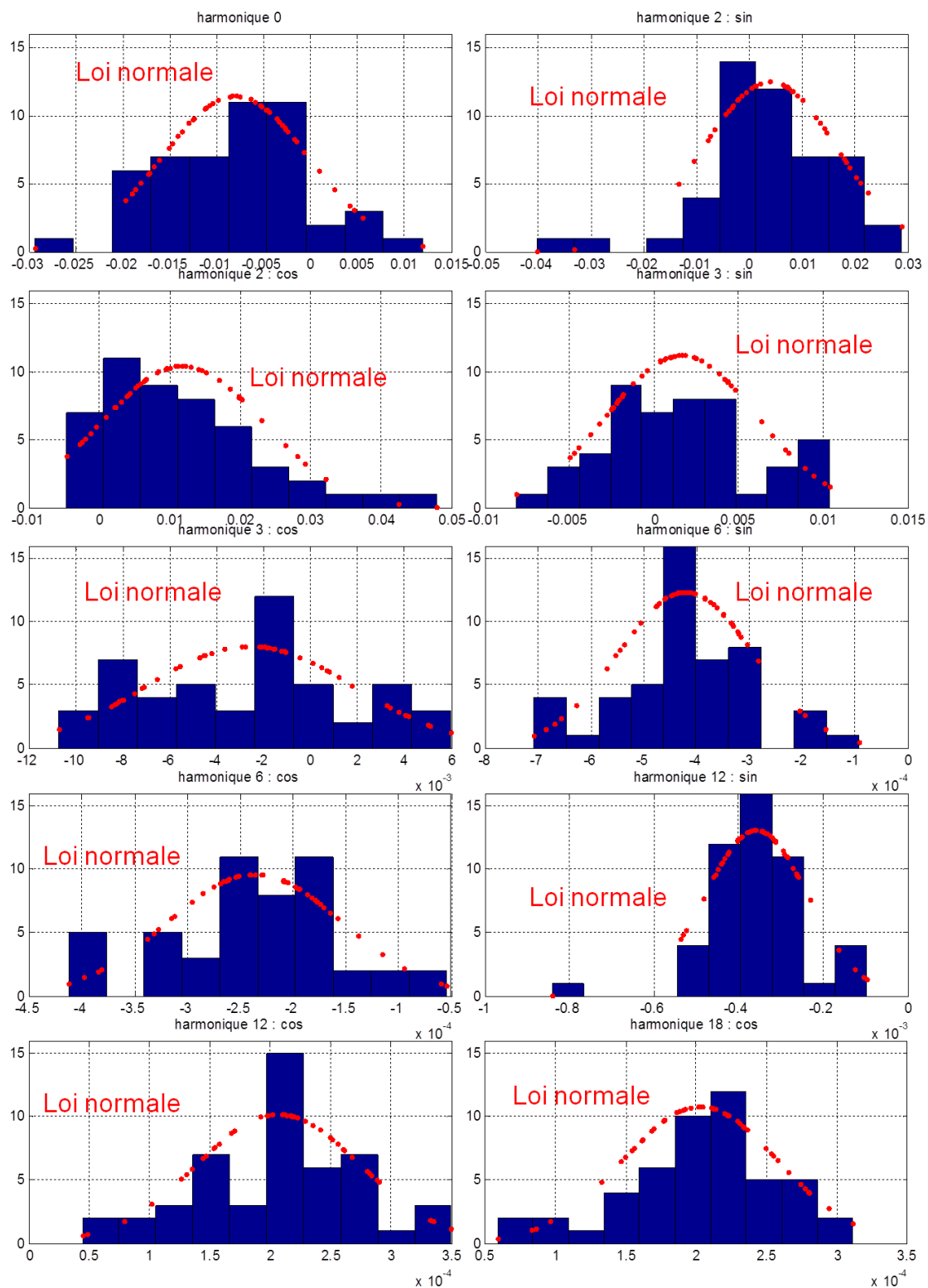


Figure 106 Les histogrammes des 10 paramètres du stator

On présente, sur la Figure 106, les histogrammes des 10 paramètres caractérisant la déformation de la surface intérieure du stator. On constate que les histogrammes des 10 paramètres du stator ont des formes de nature gaussienne.

Nous avons supposé que les 10 paramètres suivent des lois normales et effectué la même démarche que dans le cas des paramètres liés à l'excentricité. Nous avons reporté dans le Tableau IX le type de loi ainsi que les paramètres de la loi identifiée à partir de l'échantillon. Nous avons présenté sur la Figure 106 l'histogramme avec les densités de probabilités testées.

Tableau IX Loïs choisies et paramètres correspondants

Paramètre d'excentricité	Test d'adéquation	Paramètres de la loi identifiés
H ₀	loi gaussienne	(Mu, sigma) (-0.008, 0.0078)
H _{2sin}	loi gaussienne	(Mu, sigma) (0.0039, 0.0128)
H _{2cos}	loi gaussienne	(Mu, sigma) (0.0117, 0.0115)
H _{3sin}	loi gaussienne	(Mu, sigma) (0.0016, 0.0044)
H _{3cos}	loi gaussienne	(Mu, sigma) (-0.0026, 0.0044)
H _{6sin}	loi gaussienne	(Mu, sigma) (-0.00042, 0.000129)
H _{6cos}	loi gaussienne	(Mu, sigma) (-0.00024, 0.000083)
H _{12sin}	loi gaussienne	(Mu, sigma) (-0.00036, 0.00012)
H _{12cos}	loi gaussienne	(Mu, sigma) (0.0002, 0.000068)
H _{18sin}	loi gaussienne	(Mu, sigma) (0.0002, 0.000055)

4.4.1.3 Etude de la corrélation

Dans la partie précédente, nous avons déterminé les lois marginales de chaque paramètre. Il nous reste maintenant à étudier leur corrélation c'est à dire leur niveau de dépendance. Pour cela, nous avons calculé le coefficient de corrélation empirique. Celui-ci est calculé de la manière suivante :

$$\hat{r} = \frac{\sum_1^n x_i y_i - n \bar{x} \bar{y}}{\sqrt{\sum_1^n x_i^2 - n \bar{x}^2} \times \sqrt{\sum_1^n y_i^2 - n \bar{y}^2}} \quad (46)$$

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_1^n x_i \quad (47)$$

$$\bar{y} = \frac{1}{n} \sum_1^n y_i \quad (48)$$

x_i, y_i sont les deux groupes d'échantillons (i=1...n).

Nous avons reporté dans le Tableau X et la Figure 107 les matrices des coefficients de corrélation calculés à partir de l'échantillon de 50 mesures. On rappelle que le coefficient de corrélation est compris dans l'intervalle [-1,1]. Si la valeur est proche de -1 ou 1, cela se traduit par une très forte dépendance linéaire des deux paramètres. Si la valeur est proche de zéro et si les variables sont gaussiennes, cela se traduit par une indépendance des paramètres. On peut donc tout d'abord constater qu'il y a une forte

corrélation entre les coefficients des harmoniques 6,12 et 18 et que pour les autres harmoniques la corrélation semble plus faible.

Dans l'étape suivante, nous aurons à propager les incertitudes au travers du modèle numérique qui reste un modèle lourd. Nous avons donc tout intérêt à limiter autant que possible le nombre de variables aléatoires d'entrée car du fait de la « malédiction de la dimension » le nombre de calculs à l'aide du modèle numérique croît de manière exponentielle avec le nombre de paramètres d'entrée aléatoires.

Par ailleurs, il existe des méthodes permettant de modéliser puis de générer des valeurs de variables aléatoires corrélées mais qui peuvent s'avérer assez complexes à mettre en œuvre alors que la prise en compte de variables aléatoires indépendantes est beaucoup plus directe et simple. Enfin, l'analyse de sensibilité globale avec des variables aléatoires corrélées est encore à ce jour un problème ouvert.

Aussi, dans la mesure du possible, il est préférable, quand cela est possible, soit de considérer les variables indépendantes soit parfaitement corrélées. Dans le dernier cas, si n variables sont parfaitement corrélées, on peut les considérer comme proportionnelles les unes par rapport aux autres ce qui permet de réduire le nombre de variables de 1, puisque les $n-1$ autres peuvent être déterminées à partir de celle-ci moyennant un coefficient de proportionnalité.

Dans la suite, nous considérerons donc les paramètres (H_0 , $H_{2\sin}$, $H_{2\cos}$, $H_{3\sin}$, $H_{3\cos}$, $H_{6\sin}$) indépendants. Les paramètres ($H_{6\sin}$, $H_{6\cos}$, $H_{12\sin}$, $H_{12\cos}$, $H_{18\sin}$) seront eux considérés comme parfaitement corrélés.

A noter que les harmoniques 6, 12 et 18 sont principalement liés au même procédé (soudage du paquet de tôle), ceux-ci peuvent en partie justifier cette très forte corrélation.

Tableau X Matrice de corrélation des paramètres de l'excentricité

	α	sr	β_s	β_r
α	1.00	-0.09	-0.26	-0.09
sr	-0.09	1.00	0.33	0.23
β_s	-0.26	0.33	1.00	0.43
β_r	-0.09	0.23	0.43	1.00

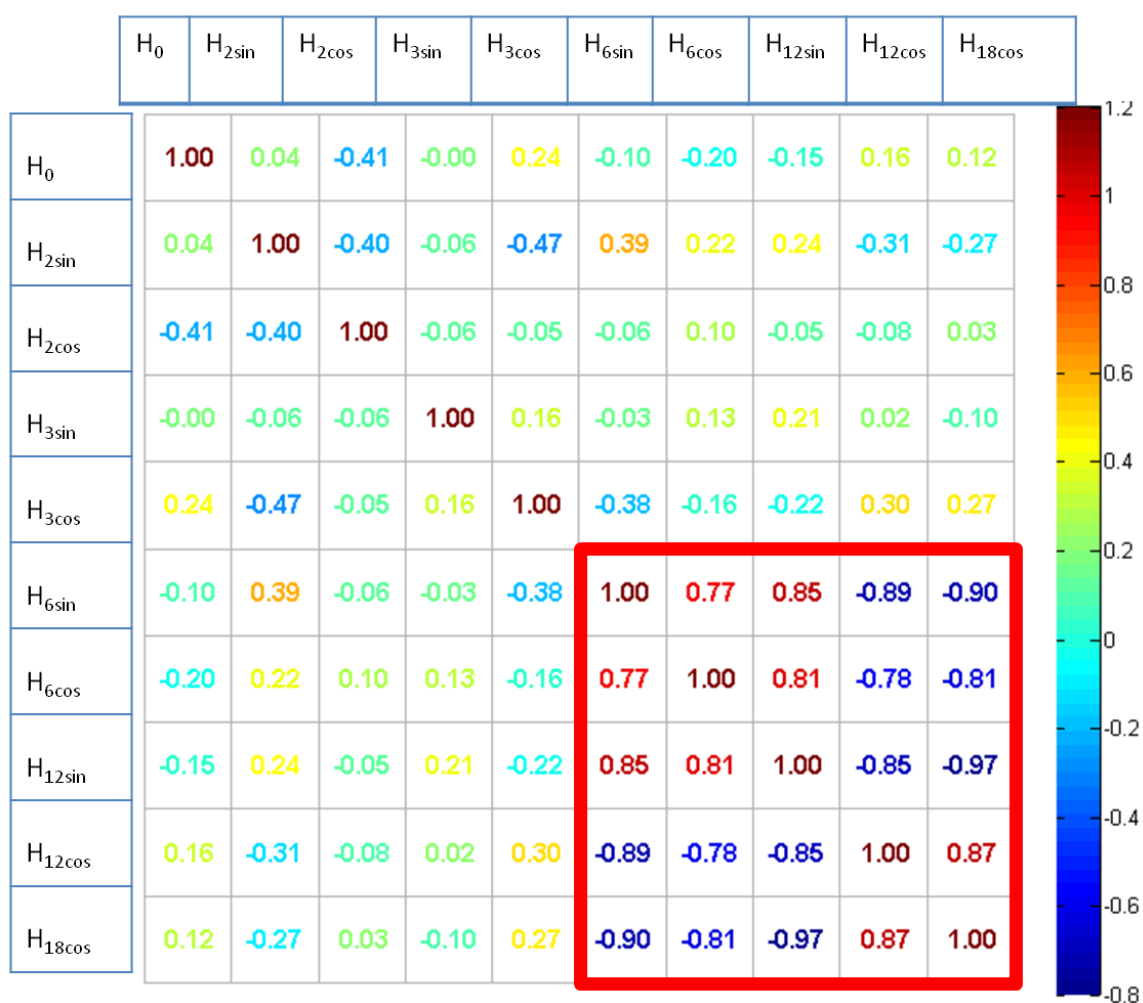
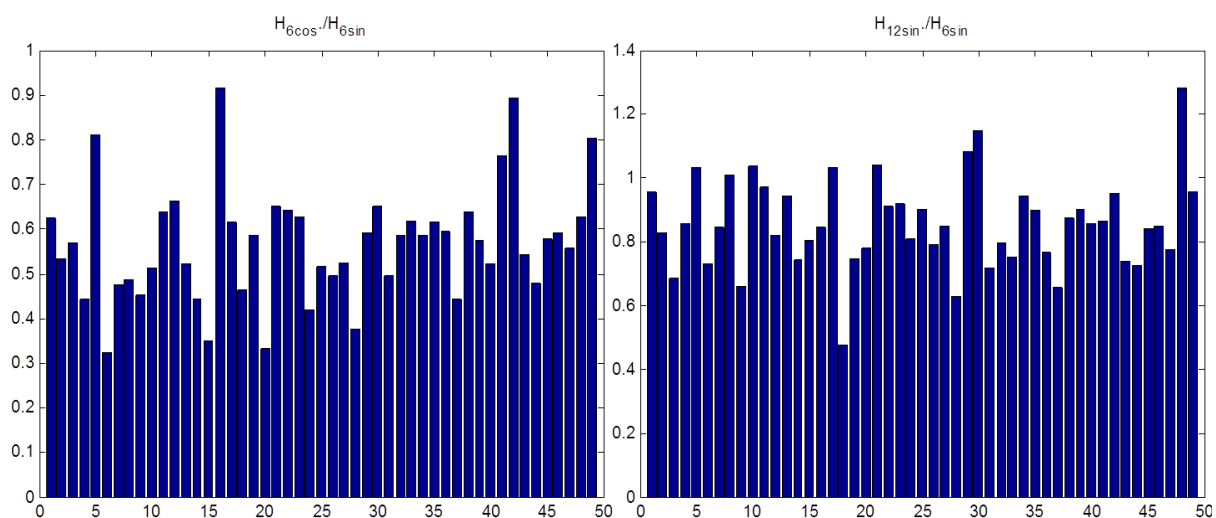


Figure 107 Matrice de corrélation des paramètres de déformation de la surface intérieure du stator



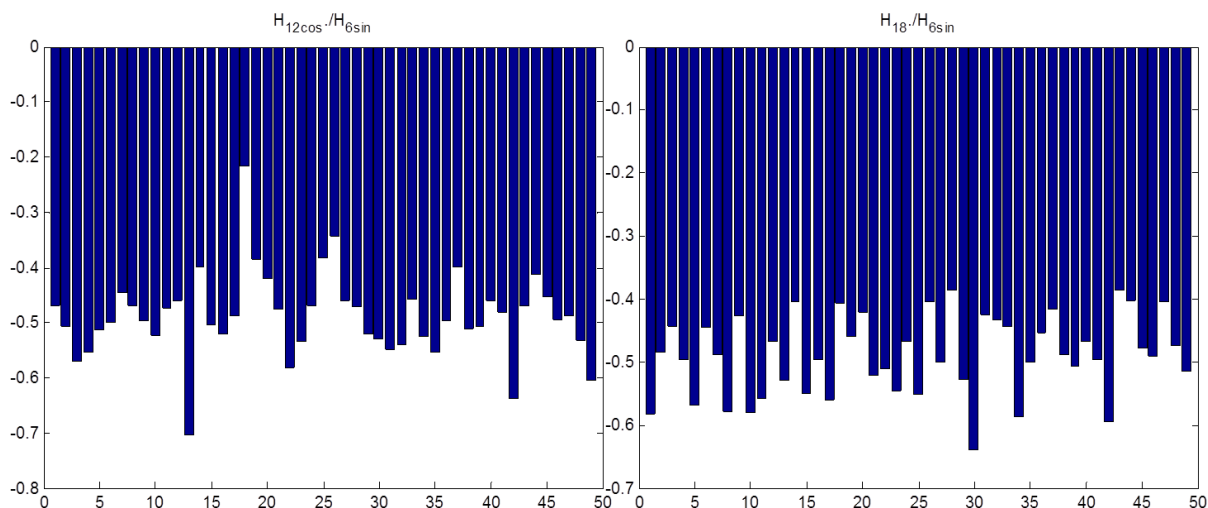


Figure 108 Le rapport entre ($H_{6\cos}$, $H_{12\sin}$, $H_{12\cos}$, $H_{18\sin}$) et $H_{6\sin}$ pour les 50 machines

La Figure 108 donne le rapport entre les paramètres ($H_{6\cos}$, $H_{12\sin}$, $H_{12\cos}$, $H_{18\sin}$) et $H_{6\sin}$ pour les 50 machines. On a reporté dans le Tableau XI la valeur moyenne et l'écart type de ce ratio. On constate une variabilité de l'ordre de 0.1. On prendra dans la suite des coefficients de proportionnalité entre les variables égaux à la valeur moyenne du rapport entre l'amplitude de l'harmonique de rang i et l'harmonique de $H_{6\sin}$ (cf Tableau XI).

Tableau XI Statistiques du ratio $H_i/H_{6\cos}$ avec $i=6\cos, 12\sin, 12\cos$ et $18\cos$

	$H_{6\cos}/H_{6\sin}$	$H_{12\sin}/H_{6\sin}$	$H_{12\cos}/H_{6\sin}$	$H_{18\cos}/H_{6\sin}$
Valeur moyenne	0.57	0.86	-0.49	-0.49
Ecart-type	0.13	0.14	0.08	0.063

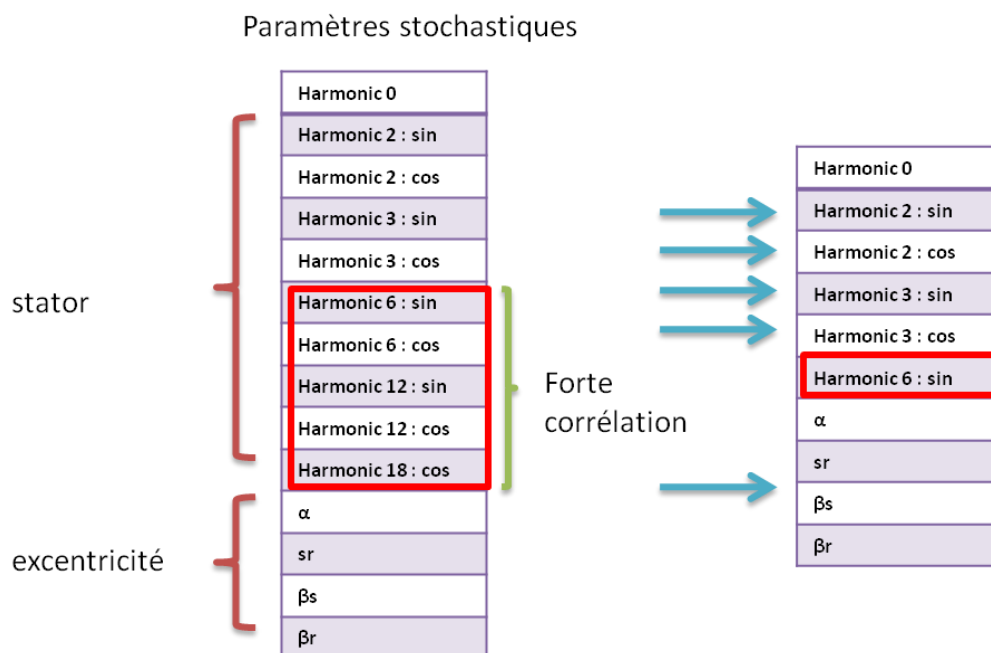


Figure 109 Réduction du modèle selon la matrice de corrélation

4.5 Etape C : Propagation des incertitudes

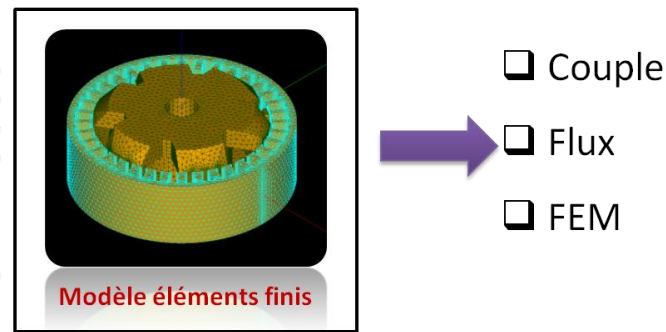


Figure 110 Les grandeurs de sortie dans le modèle éléments finis

Nous disposons d'un modèle probabiliste des paramètres caractérisant les imperfections géométriques introduites par les procédés de fabrication. Nous cherchons maintenant à évaluer l'influence de ces imperfections sur le comportement électromagnétique de la machine à griffes. Nous disposons d'un modèle élément finis 3D de la machine nous permettant de simuler n'importe quelle configuration d'imperfections géométriques (excentricité + déformation du stator). Ce modèle nous permet d'évaluer l'influence d'une configuration sur les grandeurs caractéristiques de la machine. Les paramètres d'entrée du modèle caractérisant une configuration géométrique sont dans nos cas des variables aléatoires. Les sorties du modèle que sont les grandeurs caractéristiques sont alors aussi des variables aléatoires. Il est donc nécessaire de caractériser ces variables aléatoires en déterminant les moments statistiques (moyenne, écart type...) par exemple. Cet aspect doit aussi s'accompagner d'une analyse de sensibilité permettant de déterminer quelles sont les paramètres d'entrées du modèle qui influencent le plus la variabilité des grandeurs caractéristiques. Pour effectuer cette propagation d'incertitude au travers du modèle de la machine, plusieurs méthodes sont disponibles comme les méthodes d'échantillonnage, les méthodes de perturbation et enfin les méthodes d'approximation [91]. Dans la suite, nous utiliserons une méthode d'échantillonnage couplée avec une méthode d'approximation utilisant une base polynomiale d'approximation creuse [92]. Cette méthode nous permet de calculer d'une part la moyenne et l'écart de la sortie et aussi de calculer les indices de Sobol qui nous permettront d'évaluer l'influence des paramètres d'entrée sur les grandeurs de sortie.

On considérera la machine à vide et on s'intéressera au flux (ou la force électromotrice à vide) ainsi qu'au couple de détente en fonction de la position de la machine et cela pour deux valeurs du courant d'excitation :

- $I=0.5$ A correspondant à un niveau faible de saturation de la machine,

- $I=4$ A où la machine est fortement saturée.

Comme les signaux sont périodiques, on s'intéressera aux harmoniques des signaux de sortie qui sont des variables aléatoires fonction des paramètres d'entrée aléatoires. Sur la Figure 111, on présente une représentation synthétique de l'approche que l'on propose. On rappelle que les lois de probabilités des paramètres d'entrée ont été déterminée précédemment (cf Tableau VIII et Tableau IX).

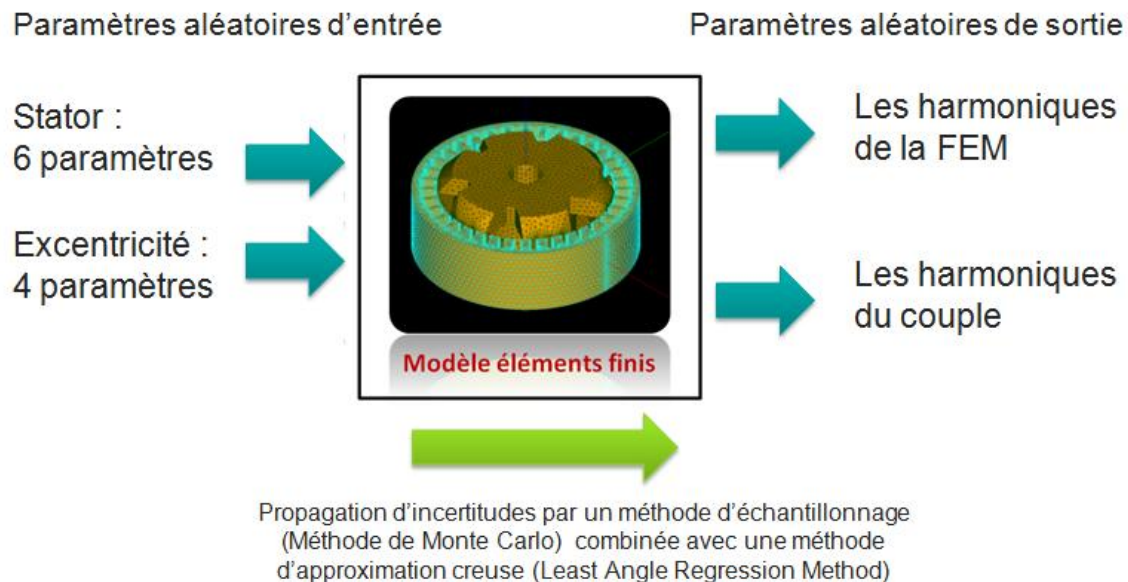


Figure 111 Propagation d'incertitude

4.6 Etape D : Exploitation des résultats

Dans la suite, nous proposons dans un premier temps d'étudier indépendamment l'impact de l'excentricité et de la déformation du stator puis l'effet combiné des deux phénomènes sur le contenu harmonique de la FEM et du couple et ce pour deux valeurs d'excitation $I=0.5$ A et $I=4$ A.

4.6.1 Influence de l'excentricité

Dans cette partie, nous nous proposons d'étudier l'effet de l'excentricité seule comme cela est indiqué sur la Figure 112.

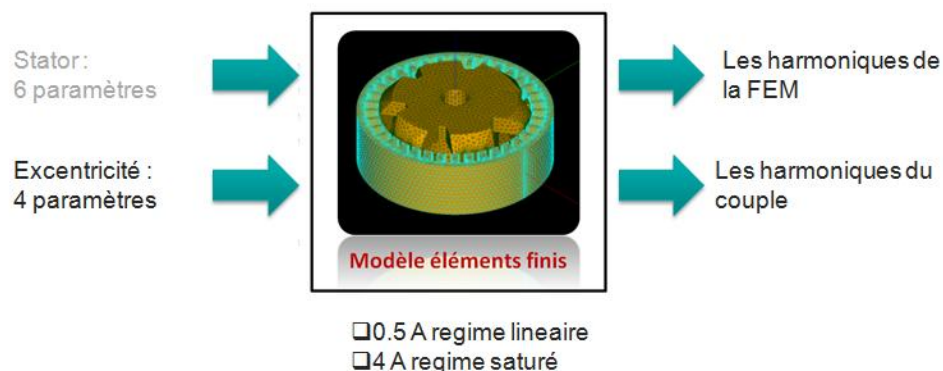


Figure 112 Etude de l'influence de l'excentricité sur la FEM et le couple

4.6.1.1 Influence de l'excentricité sur la FEM

On a généré 120 jeux de valeurs aléatoires pour les 4 paramètres d'excentricité selon les lois données au Tableau VIII. Nous avons simulé les 120 configurations en utilisant le modèle numérique des éléments finis 3D et calculé les FEMs correspondantes. La Figure 113 montre l'évolution des 120 formes de FEM calculées en fonction de la position pour un courant d'excitation de 0.5A. On constate une dispersion faible sur les formes d'ondes.

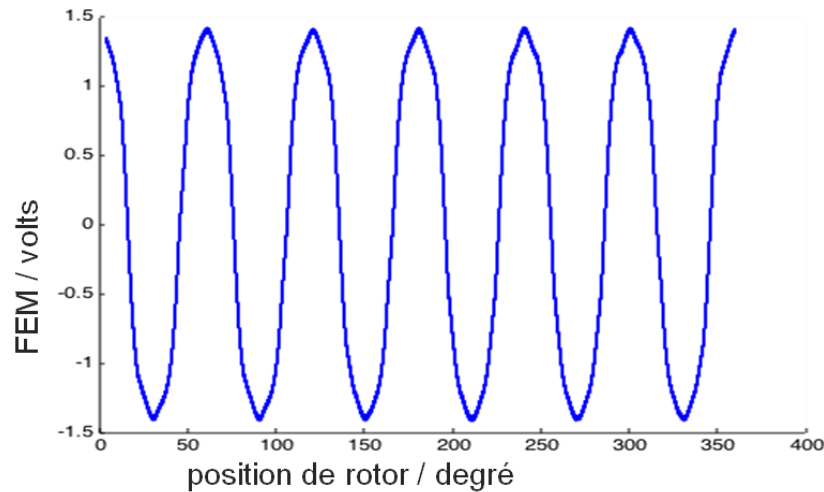


Figure 113 Les 120 courbes de la FEM dans le cas 0.5A

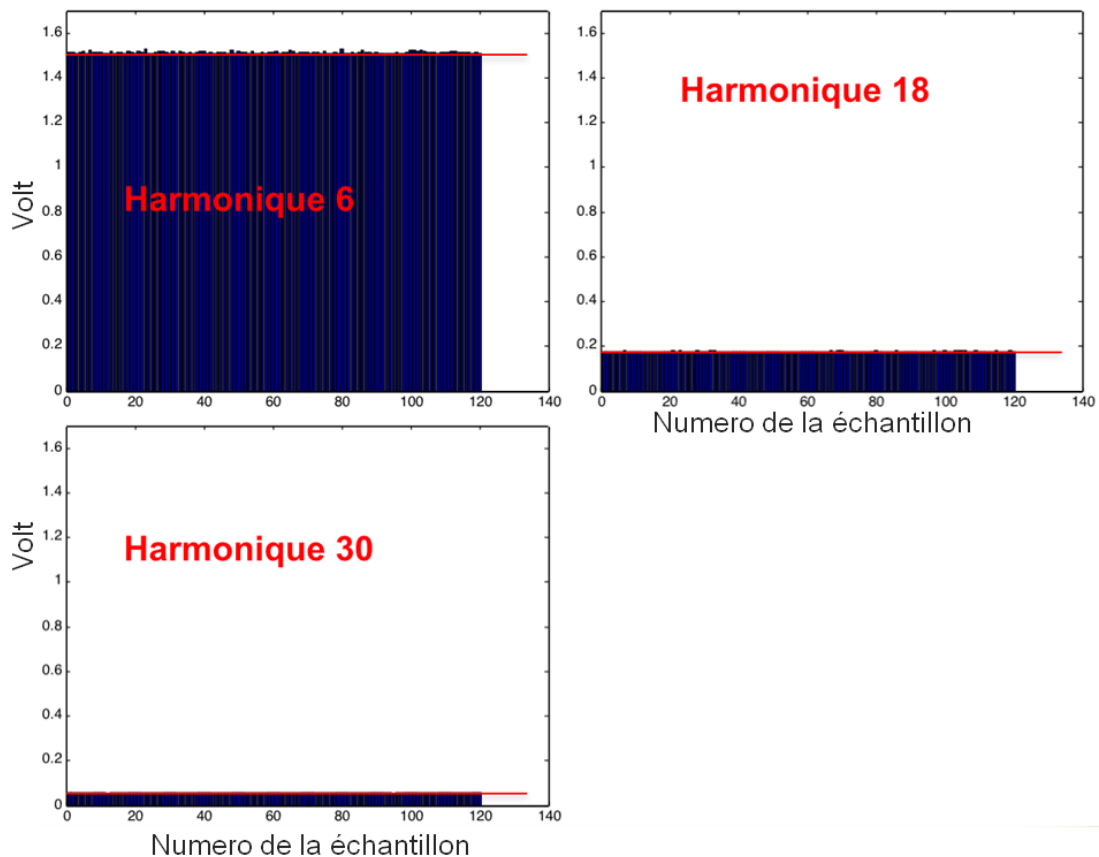


Figure 114 Les harmoniques de FEM avec prise en compte de l'excentricité I=0.5A

La transformée de Fourier montre que les harmoniques de FEM dans le cas idéal sont les harmoniques 6, 18 et 30. L'analyse harmonique des formes d'ondes obtenues en tenant compte de l'excentricité montre qu'il n'apparaît pas de nouveaux harmoniques pour la FEM.

Sur la Figure 114, nous avons représenté l'amplitude des harmoniques 6, 18 et 30 calculées pour les 120 réalisations. La ligne horizontale rouge rappelle l'amplitude des harmoniques dans le cas de la machine idéale. Comme le laissait envisager les formes d'onde de la FEM en fonction de la position, on constate une dispersion très faible sur les amplitudes des harmoniques. Nous avons reporté dans le Tableau XII, la valeur moyenne et l'écart type pour les trois harmoniques. On constate un coefficient de variation très faible toujours inférieur à 1,5% montrant qu'à 0.5 A l'excentricité introduit très peu de variabilité sur la FEM.

Tableau XII Moyenne et Ecart type pour les amplitudes des 3 harmoniques – $I=0.5A$

	H6	H18	H30
Moyenne (Volts)	1.5	0.18	0.057
Ecart-type (Volts)	0.005	0.0014	8.5e-004
Coefficient de variation	0.31%	0.77%	1.5%

Pour un courant d'excitation de 4A, la même étude a été faite avec un nombre de configurations générées égales à 80. Nous avons reporté sur la Figure 115, l'évolution des FEM en fonction de la position. Là encore on note une très faible variabilité qui se confirme lorsqu'on se reporte au Tableau XIII qui donne la valeur moyenne, l'écart type ainsi que le coefficient de variation pour les trois harmoniques. On retrouve un coefficient de variation au maximum de 1.1% qui confirme bien qu'aussi en régime saturée la FEM est peu sensible aussi aux imperfections liées à l'excentricité.

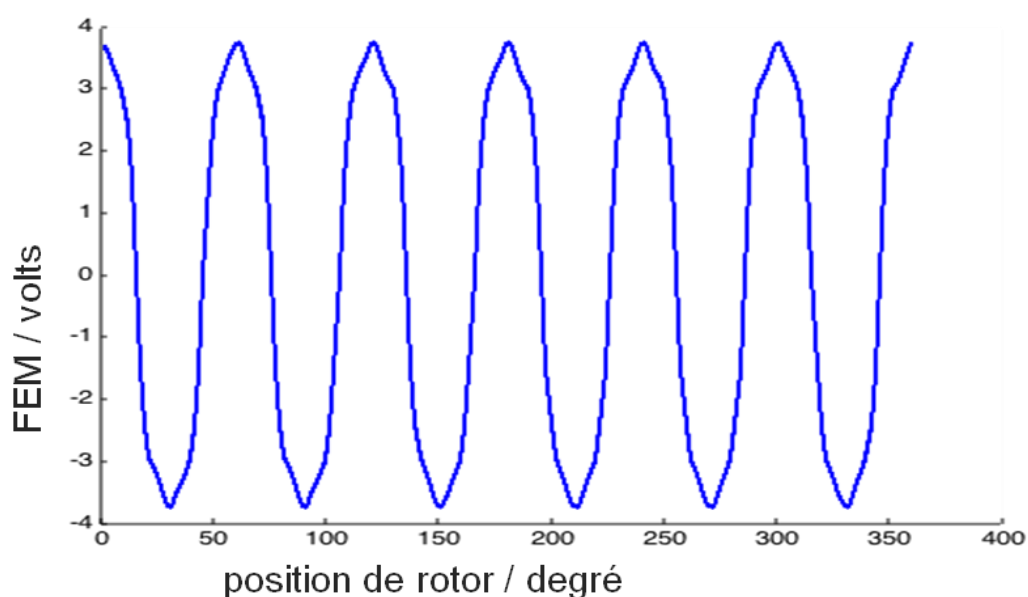


Figure 115 Les 80 courbes de FEM dans le cas 4A

Tableau XIII Moyenne et Ecart type pour les amplitudes des 3 harmoniques – I=4A

	H6	H18	H30
Moyenne (Volts)	4.09	0.6	0.28
Ecart-type (Volts)	0.003	0.004	0.003
Coefficient de variation	0.07%	0.6%	1 %

4.6.1.2 Influence de l'excentricité sur le couple

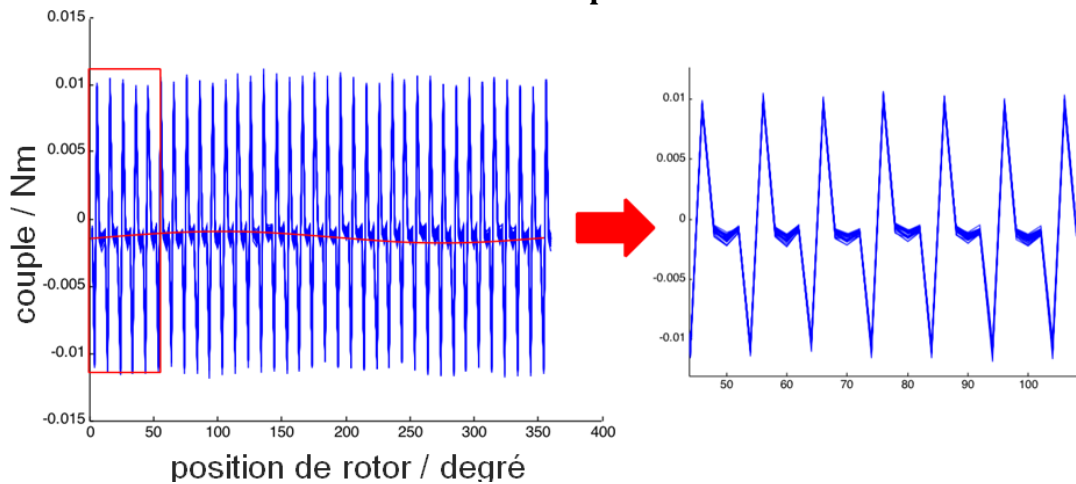


Figure 116 Les 120 courbes du couple dans le cas l'excentricité I=0.5A

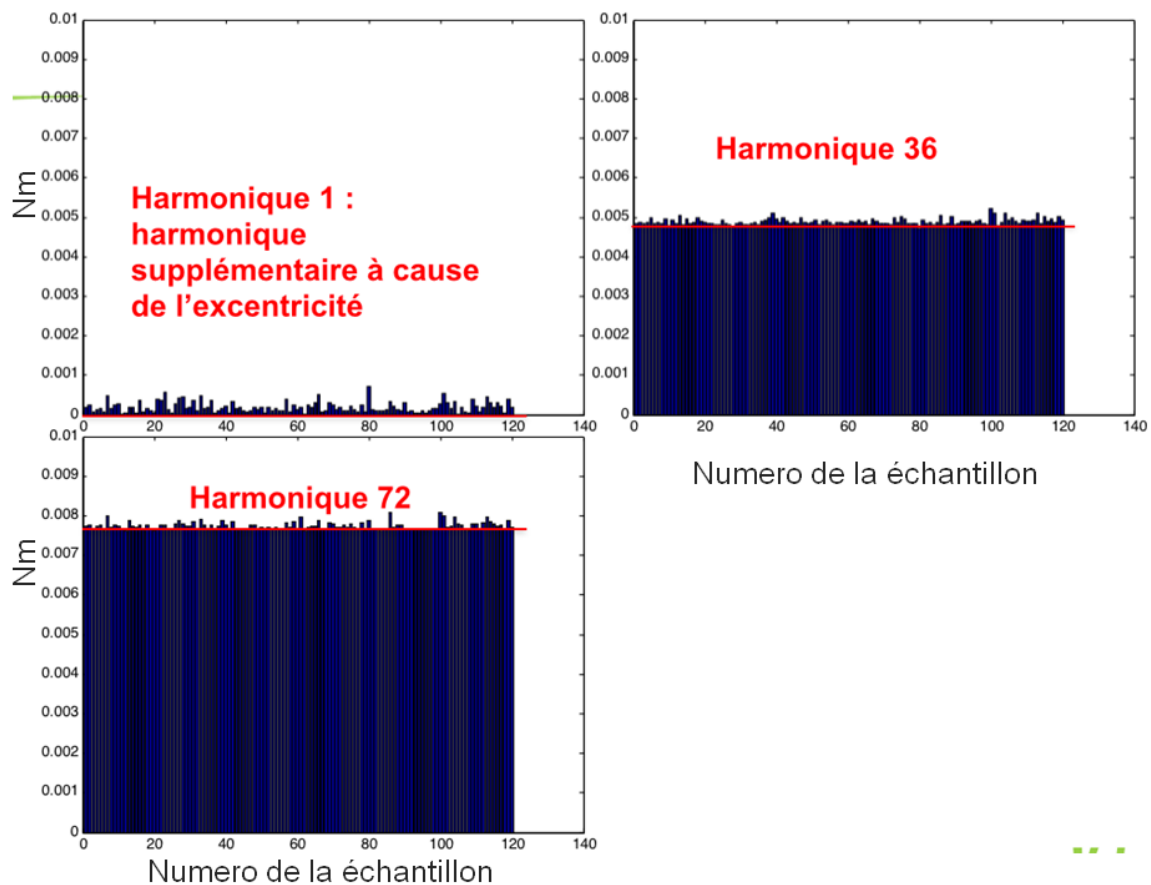


Figure 117 Amplitude des 3 harmoniques du couple pour les 120 réalisations de l'excentricité I=0.5A

On a représenté, sur la Figure 116, l'évolution du couple pour 120 configurations d'excentricités dans le cas d'un courant de $I=0.5$ A. A la différence de la machine idéale où le spectre du couple ne contient que des harmoniques de rang 36 et 72, on voit apparaître un harmonique basse fréquence qui est en fait de rang 1. On a représenté sur la Figure 117 l'amplitude des harmoniques de rang 1, 36 et 72 pour les 120 configurations. On constate peu de variabilité sur les amplitudes des harmoniques 36 et 72 comme le laissait présager l'évolution temporelle. Par contre, la variabilité est importante sur l'harmonique 1 même si son amplitude reste beaucoup plus faible que celles des deux autres harmoniques.

Dans le Tableau XIV, on a reporté les moments statistiques et on constate bien que la variabilité des harmoniques 36 et 72 est faible alors que celle de l'harmonique 1 est importante. Nous avons donc effectué une analyse de sensibilité concernant l'harmonique 1 (cf Tableau XIV), on constate que la variabilité est due à 76.3% au paramètre sr . Par contre, on constate une influence très faible des angles β_s et β_r .

Tableau XIV Analyse des harmoniques du couple

	H1	H36	H72
moyenne (N.m)	1.9e-004	0.005	0.008
écart-type (N.m)	1.3e-004	7.9e-005	5.2e-005
taux=écart-type/moyenne	69.7%	1.6%	0.66%

Tableau XV Indices de Sobol (%)

	α	sr	β_s	β_r
Sobol	16.8	76.3	2.6	1.8

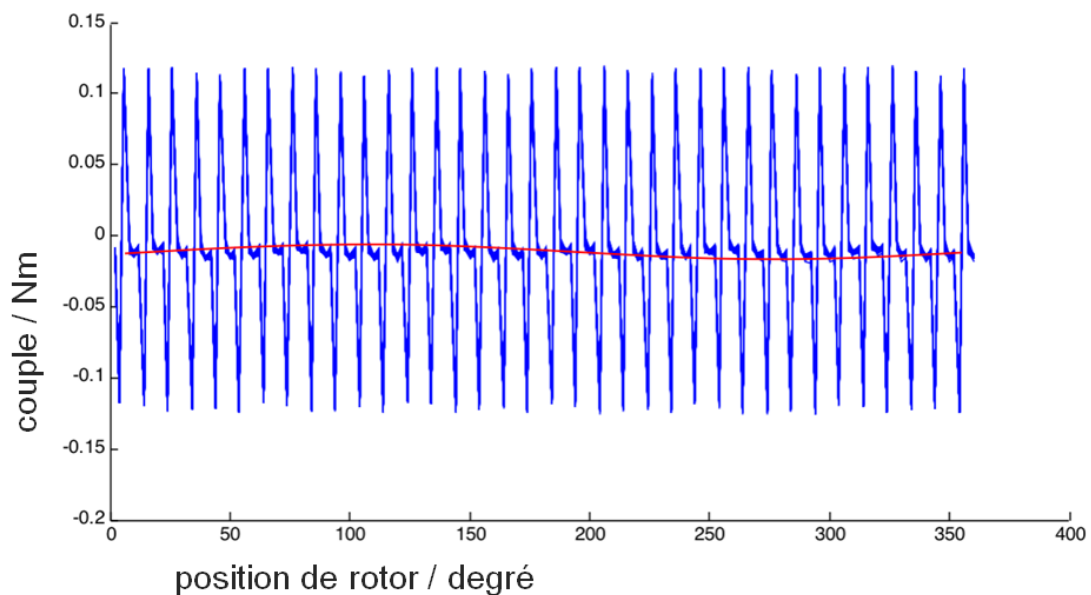


Figure 118 80 courbes du couple dans le cas l'excentricité $I=4A$

Nous avons effectué la même analyse dans le cas d'un courant d'excitation de $I=4A$. Les formes d'onde et les amplitudes des harmoniques sont reportées sur les Figure 118 et Figure 119 respectivement. Au regard du Tableau XVI donnant les premiers moments statistiques, on peut tirer les mêmes conclusions que dans le cas $I=0.5A$ excepté que l'amplitude relative de l'harmonique 1 par rapport à celle de l'harmonique 36 a chuté. Cela est dû au phénomène de saturation magnétique qui a tendance à minimiser l'impact de l'excentricité.

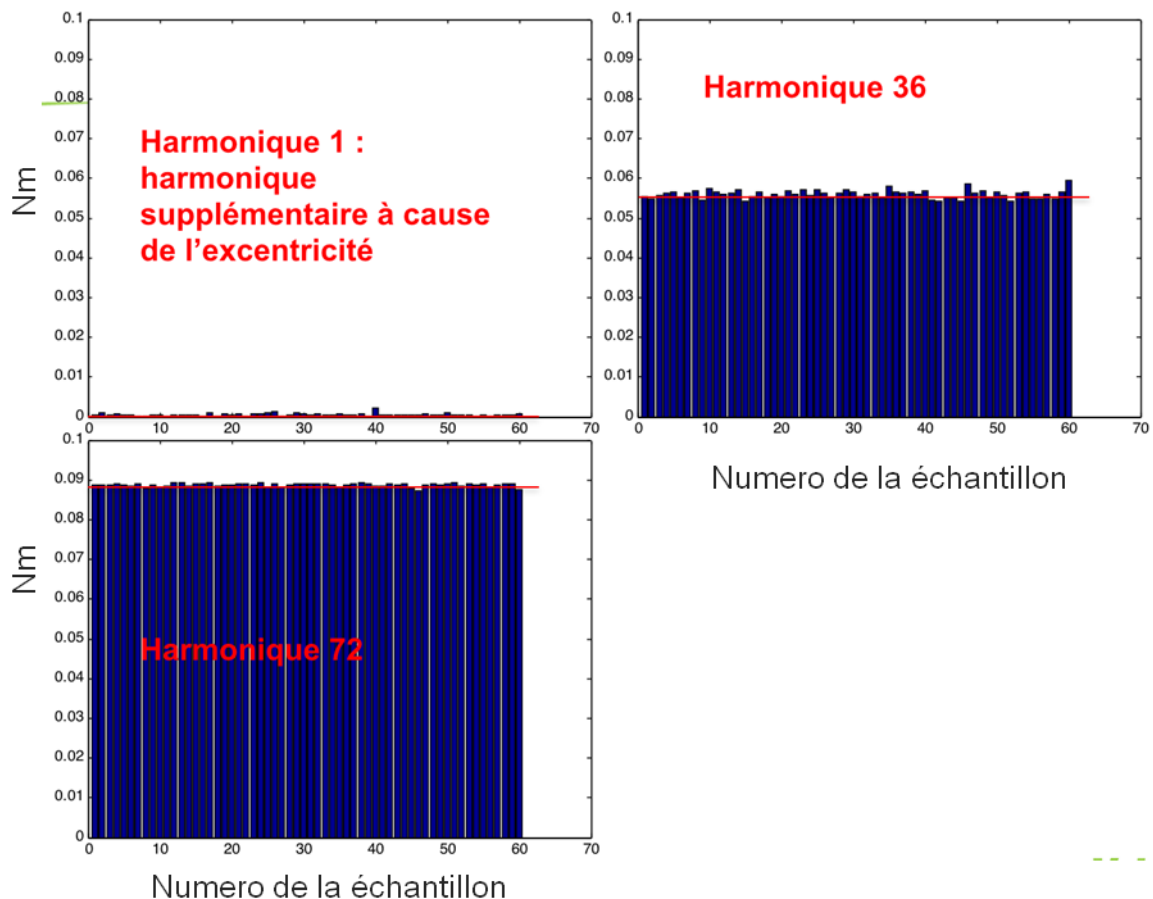


Figure 119 Amplitude des 3 harmoniques du couple pour les 80 réalisations de l'excentricité $I=4A$

Tableau XVI Analyse des harmoniques du couple

	H1	H36	H72
Moyenne (N.m)	5.13e-004	0.056	0.089
écart-type (N.m)	3.3e-004	0.0011	4.3e-004
Coefficient de variation	63.8%	1.9%	0.48%

4.6.2 Influence de la déformation du stator

Nous nous proposons maintenant d'étudier l'impact de la déformation du stator seule sur la FEM dans le cas d'un courant d'excitation de $I=0.5 A$ et $I=4 A$.

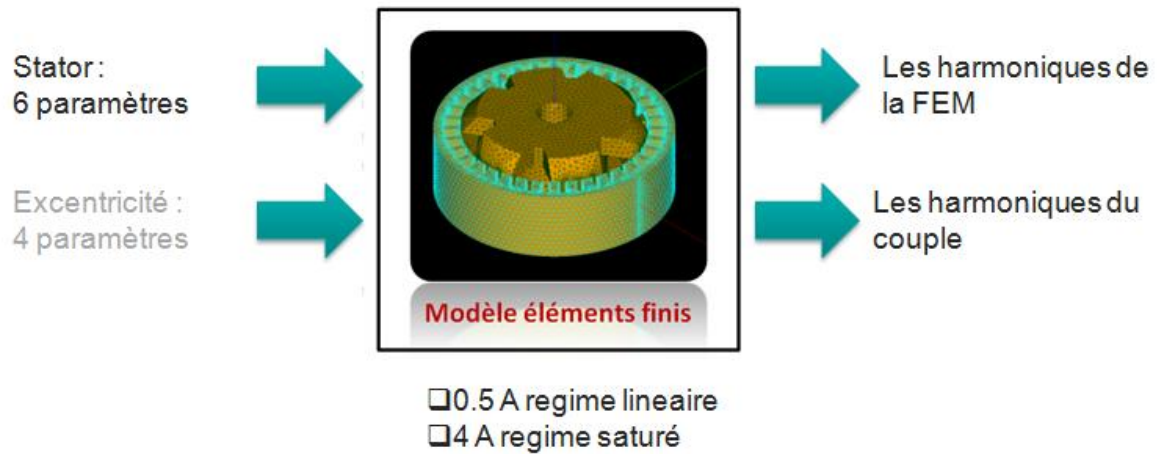


Figure 120 Propagation des 6 paramètres du stator pour analyser la FEM et le couple

4.6.2.1 Etude de la FEM

Nous avons généré un échantillon de 180 réalisations de paramètres caractérisant la déformation du stator obéissant aux lois données dans le Tableau IX. On a reporté sur la Figure 121 l'évolution des 180 formes d'ondes de la FEM de la phase A pour $I=0.5A$ en fonction de la position. Il apparaît ici une variabilité plus importante que dans le cas de l'excentricité et il n'apparaît pas de nouveaux harmoniques. Sur la Figure 122, nous donnons l'amplitude des harmoniques de rang 6, 18 et 30 pour les 180 réalisations et sur le Tableau XVII, la moyenne et l'écart type. On obtient un coefficient de variation de l'ordre de quelques pour cent.

Dans le Tableau XVII, nous avons reporté les indices de Sobol calculés pour les trois harmoniques. On constate que l'harmonique 6 est principalement influencée par l'harmonique de déformation h_0 de rang 0 (rayon moyen du stator) et très peu par les autres.

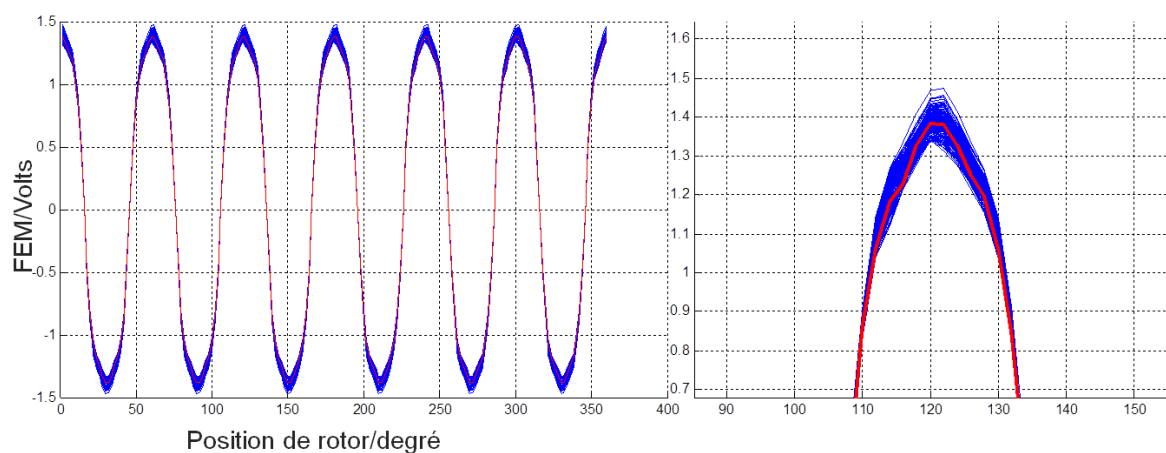


Figure 121 Déformation du stator sur FEM $I=0.5 A$

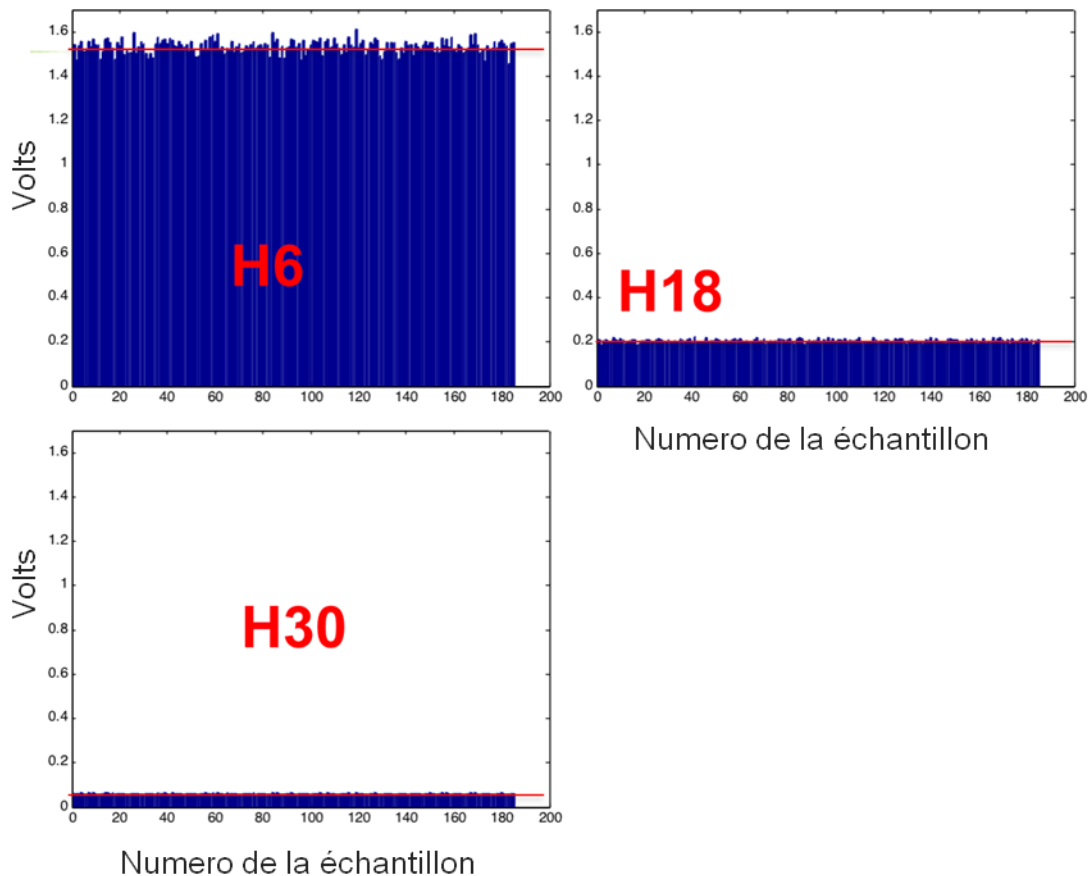


Figure 122 Les harmoniques des FEM

Tableau XVII Les harmoniques des FEM

	H6	H18	H30
Moyenne (Volts)	1.5	0.2	0.06
Ecart-type (Volts)	0.03	0.007	0.0013
Coefficient de variation	1.9%	3.4%	2.1%

Tableau XVIII Indice de Sobol (%)

	S0	S2sin	S2cos	S3sin	S3cos	S6sin
Sobol	92.3	0.07	0.03	0.002	0.08	4.8

La Figure 123 montre l'évolution des FEM pour la machine idéale en rouge ainsi que les 180 réalisations qui ont été calculées pour différentes déformations du stator. On constate une répartition des réalisations qui n'est pas identique d'une phase à l'autre autour des FEM de la machine idéale laissant à penser qu'il existe un déséquilibre entre les phases due à la déformation du stator. Ce déséquilibre provient du fait qu'une dent sur 6 est en retrait avec un bobinage d'une encoche par pôle et par phase ce qui conduit à une reluctance d'entrefer vue par une des phase qui est plus grand que les deux autres. Cela a pour conséquence d'introduire un déséquilibre entre phases [93].

Pour caractériser ce déséquilibre, nous avons présenté sur la Figure 124 le rapport de l'amplitude de l'harmonique 6 entre les phases B et A et le même rapport entre les phases C et A pour les différents échantillons. En régime équilibré, ce rapport devrait être égal à 1, on voit ici qu'il est pour les deux rapports supérieurs à 1 confirmant le déséquilibre qu'il existe entre phases. On constate que le rapport est de 1.03 pour les deux phases B et C par contre on constate que la variabilité autour de la valeur moyenne est faible (cf Tableau XIX).

On a effectué la même étude pour le déphasage (cf Figure 125). La référence de phase est donnée par la machine idéale. On constate que la phase A n'est pratiquement pas impactée alors que on retrouve un déphasage avec les phases B et C. La moyenne et l'écart type ont été reportés dans le Tableau XX.

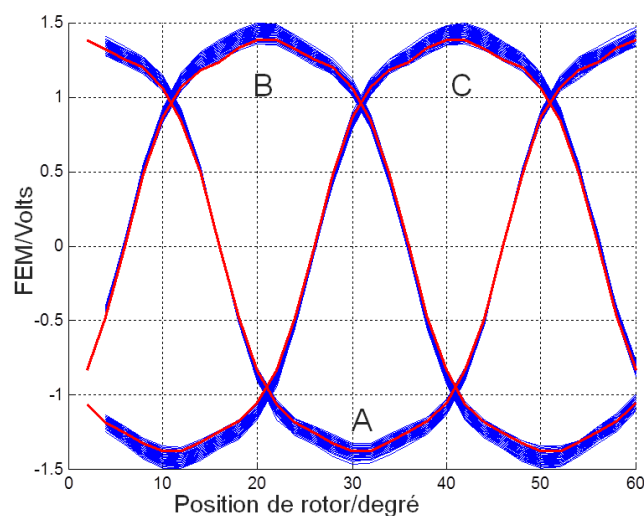


Figure 123 Comparaison des FEM prenant la déformation du stator avec la machine idéale $I=0.5$ A – mise en évidence d'un déséquilibre.

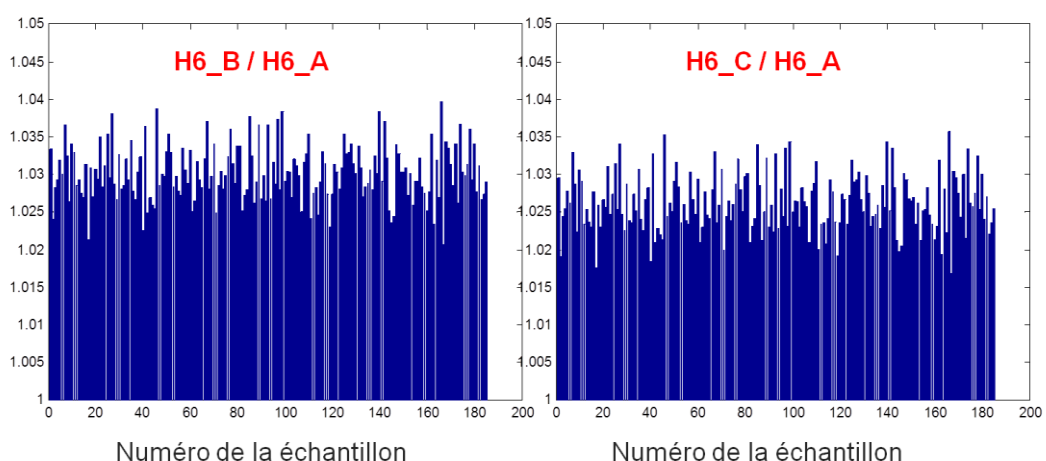


Figure 124 Rapport de l'amplitude d'harmonique 6 entre les phases B et A et les phases C et A

Tableau XIX Moyennes et écarts types des rapports de FEM

	H6_B/H6_A	H6_C/H6_A
Moyenne	1.03	1.026
Ecart-type	0.0037	0.0038
Coefficient de variation	0.36%	0.36%

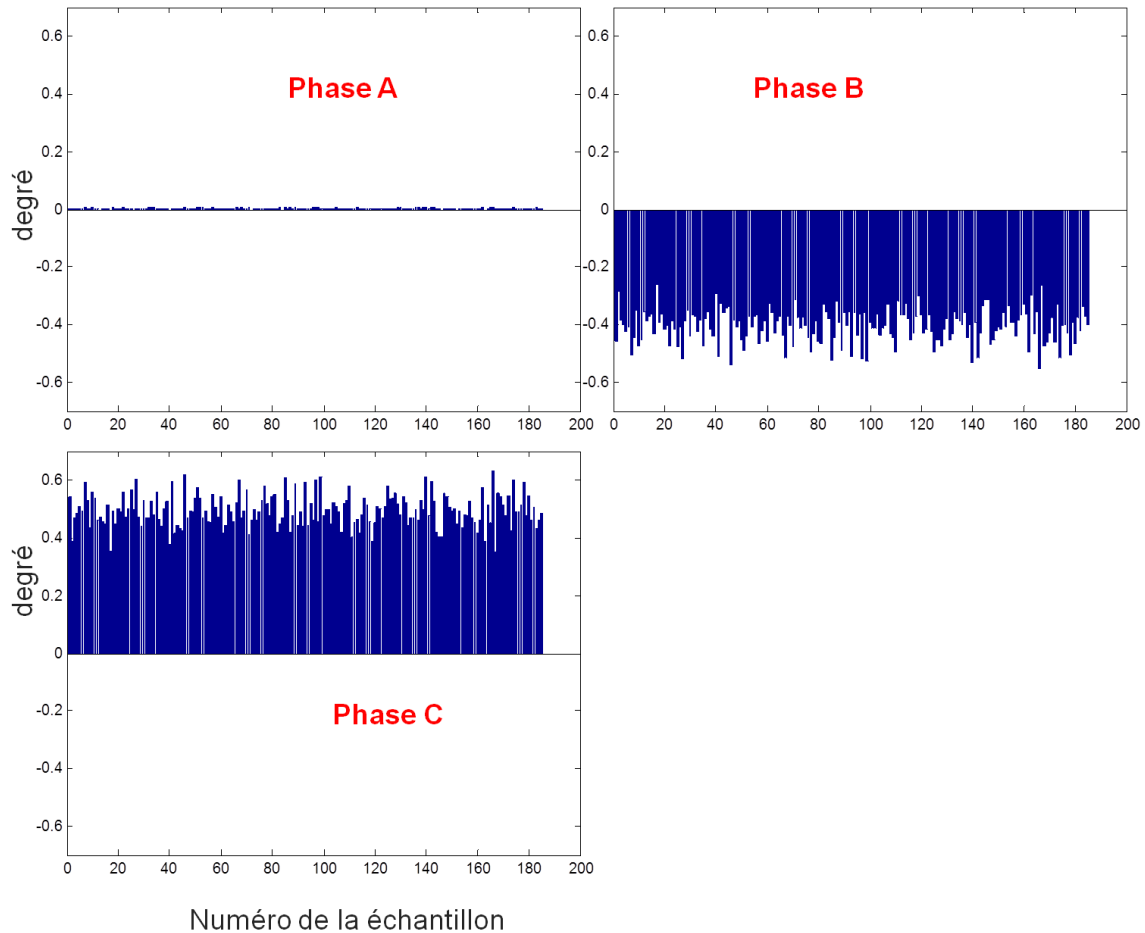


Figure 125 Les déphasages (angle mécanique) entre la machine avec déformation stator et la machine idéale

Tableau XX Les déphasages entre la machine avec déformation stator et la machine idéale

	Déphasage A	Déphasage B	Déphasage C
Moyen (degré)	0.0027	-0.4	0.49
Ecart-type (degré)	0.0017	0.058	0.056

On a reporté sur la Figure 126, l'évolution de 80 formes de FEM dans le cas d'un courant d'excitation de $I=4A$. On a reporté l'évolution de la valeur moyenne et de l'écart type dans le Tableau XXI. On constate que la variabilité est plus faible surtout dans le cas de l'harmonique 6. Dans un état saturé, on constate que la machine est moins sensible aux déformations du stator.

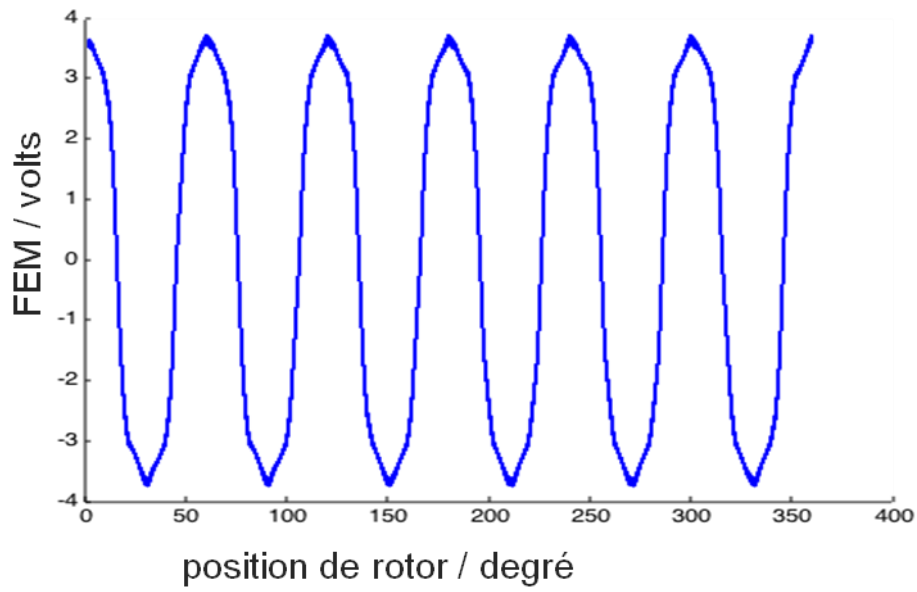


Figure 126 Déformation du stator sur FEM (4A)

Tableau XXI Analyse des harmoniques de FEM (4A)

	H6	H18	H30
Moyenne (Volts)	4.1	0.67	0.27
écart-type	0.013	0.018	0.008
taux=écart-type/moyenne	0.3%	2.6%	2.9%

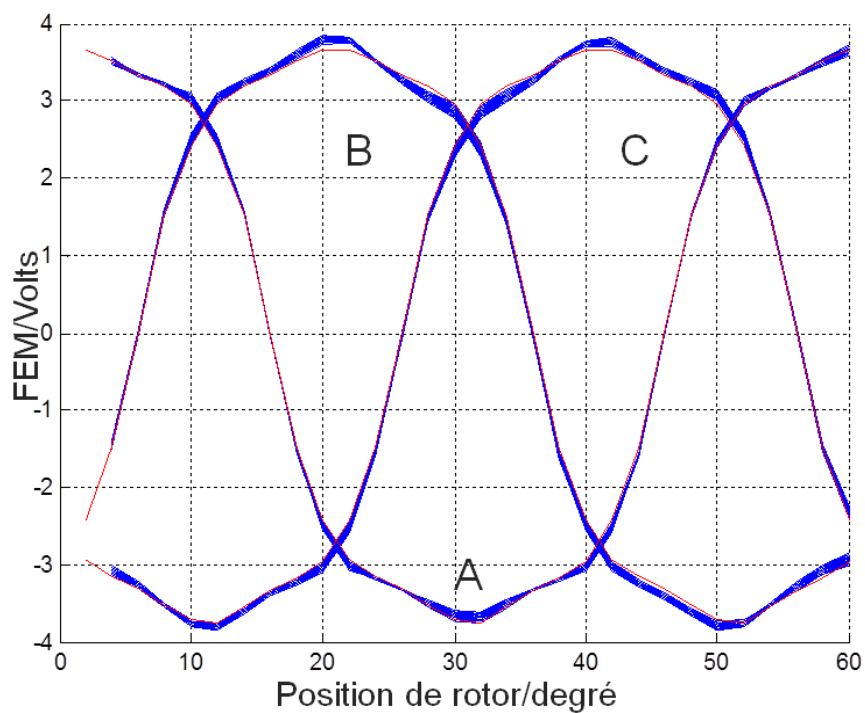


Figure 127 Comparaison des FEM prenant la déformation du stator avec la machine celles de la machine idéale $I=4$ A

La Figure 127 montre l'évolution des FEM des trois phases pour toutes les réalisations. On voit de nouveau apparaître le déséquilibre entre phases. Nous avons reporté dans le Tableau XXII et le Tableau XXIII, les moyennes et les écarts types pour les rapports des amplitudes de l'harmonique 6 ainsi que pour les déphasages. On constate que le déséquilibre est plus faible et que la variabilité a tendance à diminuer. La saturation magnétique, qui apparaît fortement à 4A, a donc tendance à réduire l'impact de la déformation du stator sur le déséquilibre des FEM.

Tableau XXII Moyennes et écart types des rapports entre les harmoniques

	H6_B/H6_A	H6_C/H6_A
Moyenne	1.02	1.018
Ecart-type	0.0018	0.0016
Coefficient de variation	0.18%	0.16%

Tableau XXIII Les déphasages entre la machine avec déformation stator et la machine idéale I=0.4 A

	Déphasage A	Déphasage B	Déphasage C
Moyen (degré)	-0.008	-0.45	0.41
Ecart-type (degré)	0.0014	0.05	0.05

4.6.2.2 Etude du couple

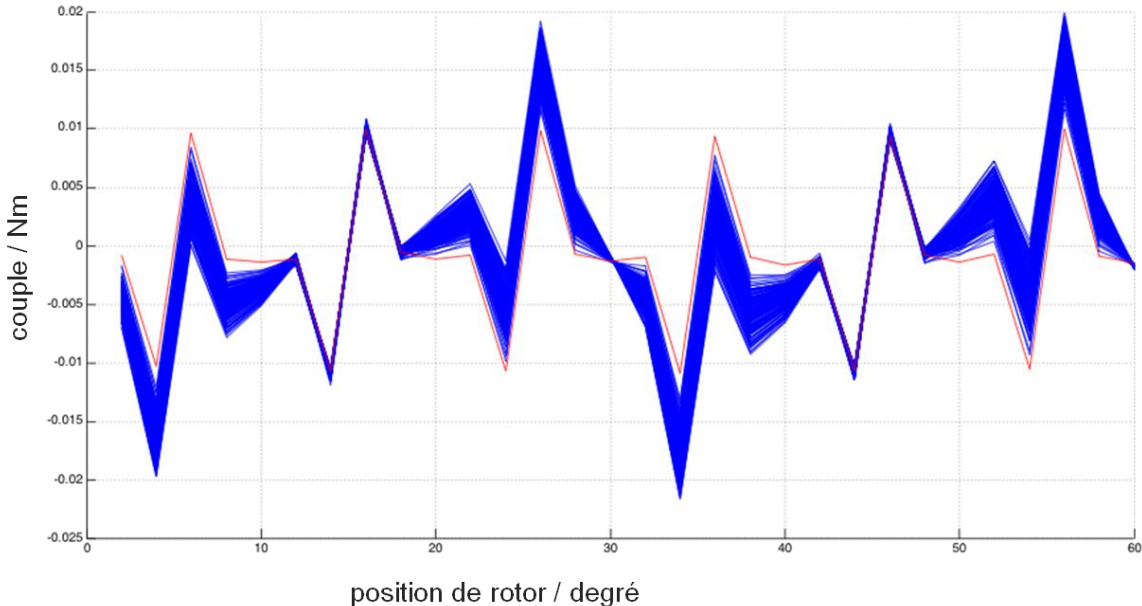


Figure 128 Déformation du stator sur le couple (0.5A)

Sur la Figure 128, on montre la superposition des 200 évolutions du couple en fonction de la position dans le cas 0.5A. Le couple de la machine idéale est donné par la courbe en rouge. On voit nettement apparaître une oscillation basse fréquence correspondant à des harmoniques de rang 12 et 24. Nous donnons l'amplitude des harmoniques sur la Figure 129 et les moments statistiques correspondants dans le Tableau XXIV. On note

toujours peu de variabilité concernant les harmoniques de rang 36 et 72. Par contre, il apparaît une variabilité importante sur les harmoniques de rang 12 et 24 qui sont par ailleurs du même ordre de grandeurs que les harmoniques 36 et 72 (seuls harmoniques apparaissant avec la machine idéale). Nous avons effectué une analyse de sensibilité en calculant les indices de Sobol pour les harmoniques de rang 12 et 24. Il s'avère que la variabilité de ces harmoniques est seulement liée à un seul paramètre d'entrée $h6sin$. Nous rappelons que ce paramètre est lié au retrait des dents introduit par les lignes de soudure du paquet de tôles.

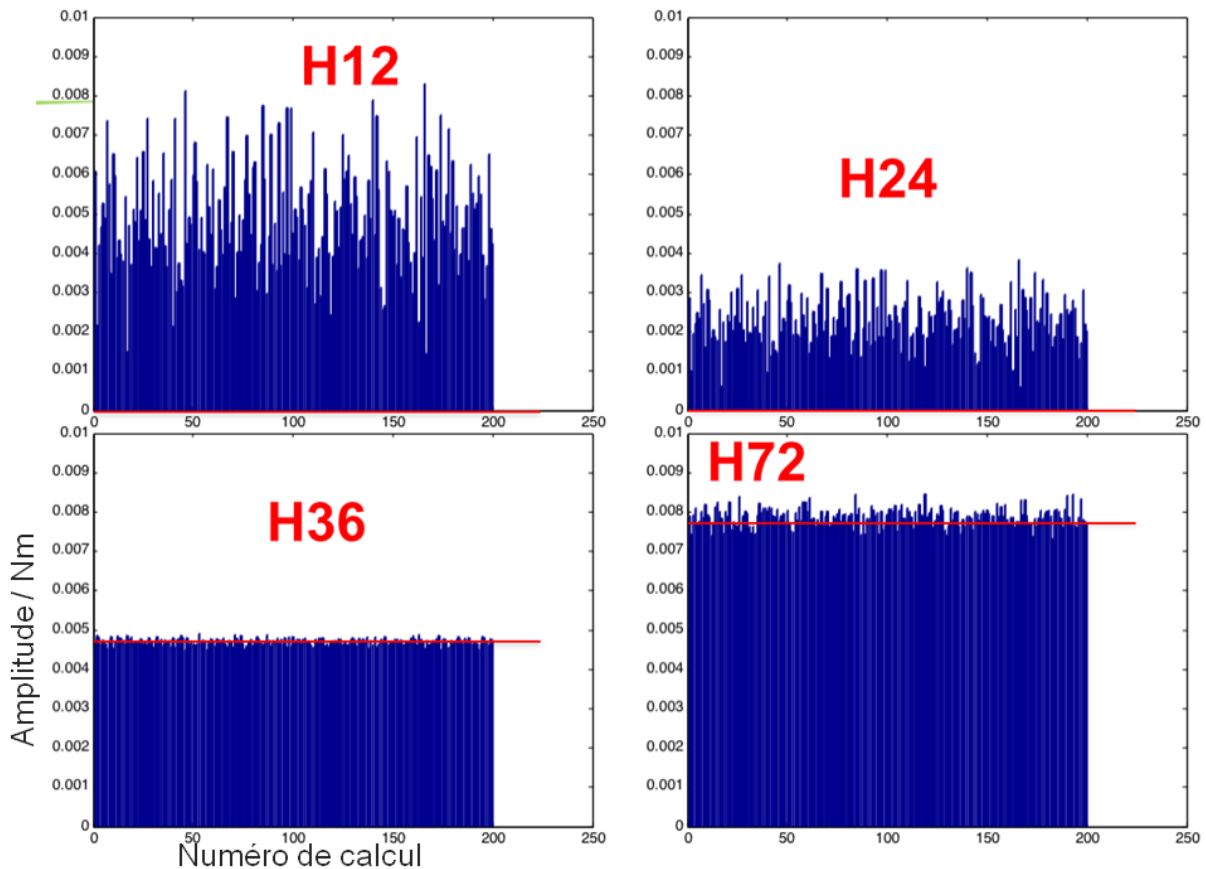


Figure 129 Les harmoniques des couples

Tableau XXIV Analyse des harmoniques du couple

	H12	H24	H36	H72
Moyenne (N.m)	0.049	0.0023	0.0047	0.0079
écart-type	0.0013	6.3e-004	8.7e-005	2.3e-004
Coefficient de variation	27.4%	27.2%	1.8%	2.9%

Tableau XXV Indice de Sobol (%)

	S0	S2sin	S2cos	S3sin	S3cos	S6sin
H12	1.8	0.07	0.08	0.03	0.02	97.3
H24	0.9	0.2	0.01	0.01	0.01	96.8

Les résultats relatifs à un courant d'excitation de 4A sont reportés sur la Figure 130 pour les formes temporelles et sur la Figure 131 pour les harmoniques. Les moments statistiques ont été reportés dans le Tableau XXVI. On constate toujours une variabilité importante des harmoniques 12 et 24. Néanmoins, on constate que l'effet de saturation a tendance à réduire l'impact des imperfections de forme du stator puisque l'amplitude des harmoniques 12 et 24 par rapport à celle des harmoniques de rang 36 et 72 est relativement plus faible dans le cas où $I=0.5$ A. L'analyse de sensibilité (cf Tableau XXVII) montre que la variabilité des harmoniques 12 et 24 est due au paramètre $H6\sin$.

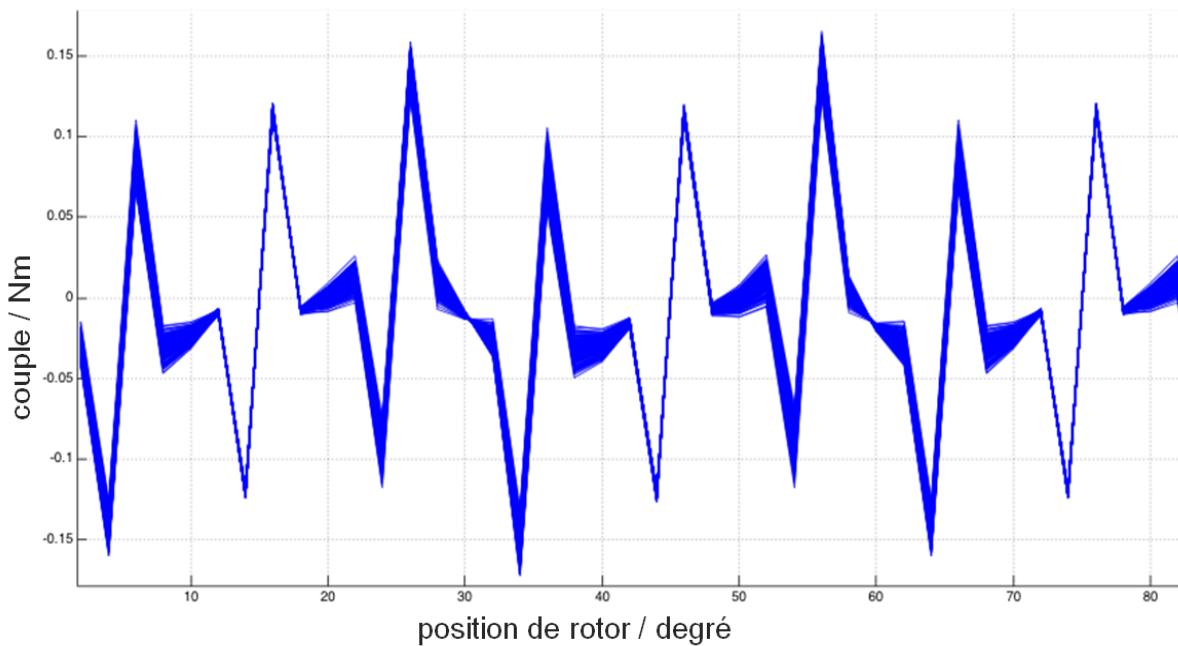
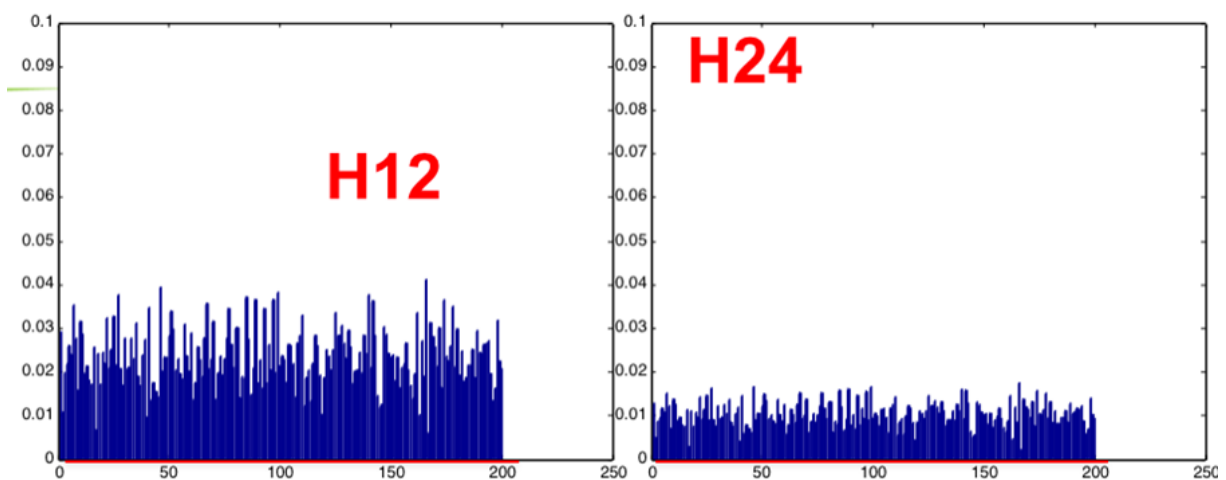


Figure 130 Déformation du stator sur le couple (4A)



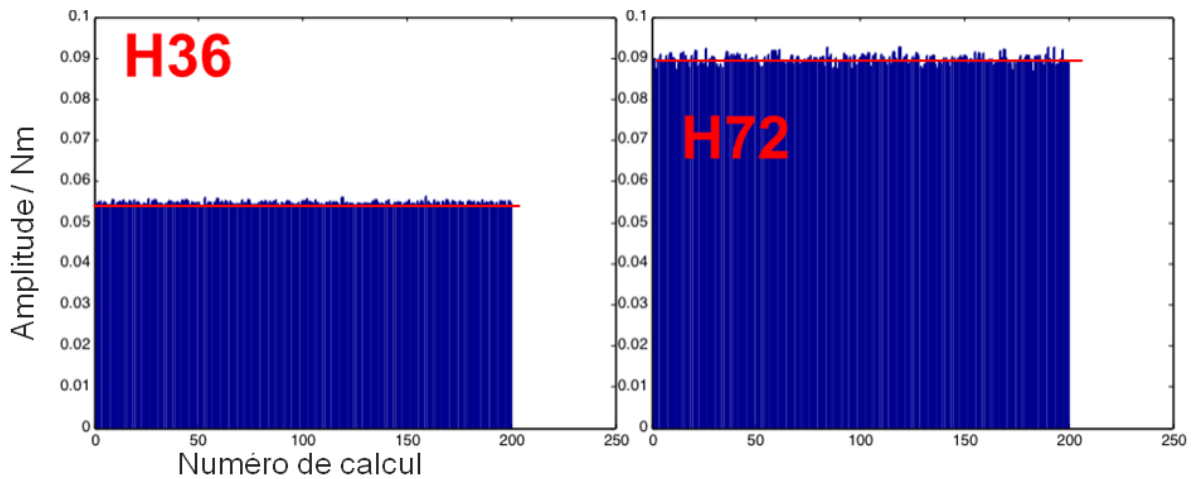


Figure 131 Les harmoniques des couples

Tableau XXVI Analyse des harmoniques du couple

	H12	H24	H36	H72
Moyenne (Nm)	0.024	0.01	0.05	0.09
écart-type	0.0067	0.0028	4.37e-004	0.0012
Coefficient de variation	28.11%	27%	0.79%	1.29%

Tableau XXVII Indices de Sobol (%)

	S0	S2sin	S2cos	S3sin	S3cos	S6sin
H12	0.0007	0.02	0.07	0.0002	0.008	97.7
H24	0.05	0.058	0.02	0.013	0.003	98.1

4.6.3 Influence de la déformation du stator et l'excentricité

Maintenant, nous nous proposons d'étudier l'effet combiné d'une excentricité et d'une déformation du stator. On a alors 10 paramètres aléatoires dont il faut propager les incertitudes (Figure 132). On ne traitera dans la suite que le cas où le courant d'excitation est de 0.5A.

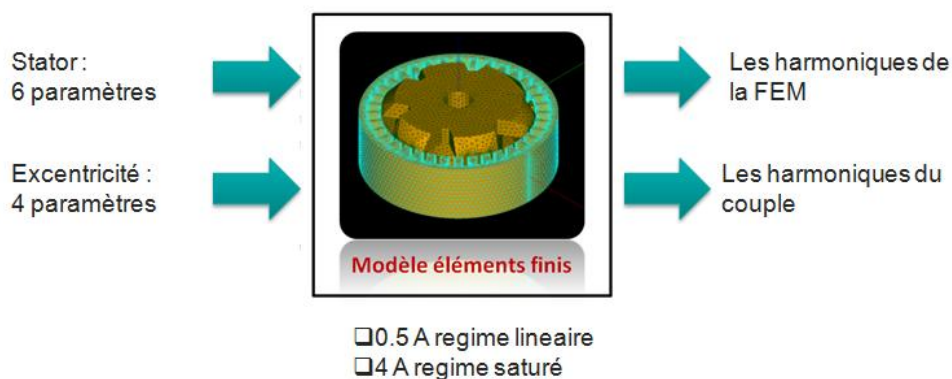


Figure 132 Propagation des 6 paramètres du stator et 4 paramètres de l'excentricité pour analyser la FEM et le couple

4.6.3.1 Etude de la FEM

Sur la Figure 133, on a reporté les 115 formes d'onde de FEM calculées ainsi que l'amplitude des harmoniques pour un courant de 0.5A. Le Tableau XXVIII donne la valeur des moments statistiques. On constate que l'ordre de grandeur de la variabilité est la même que dans le cas où on ne considère que la déformation du stator (cf Tableau XVII). On en conclut donc qu'il n'y a pas au niveau de la FEM d'effet additionnel dû à la combinaison des deux types d'imperfections.

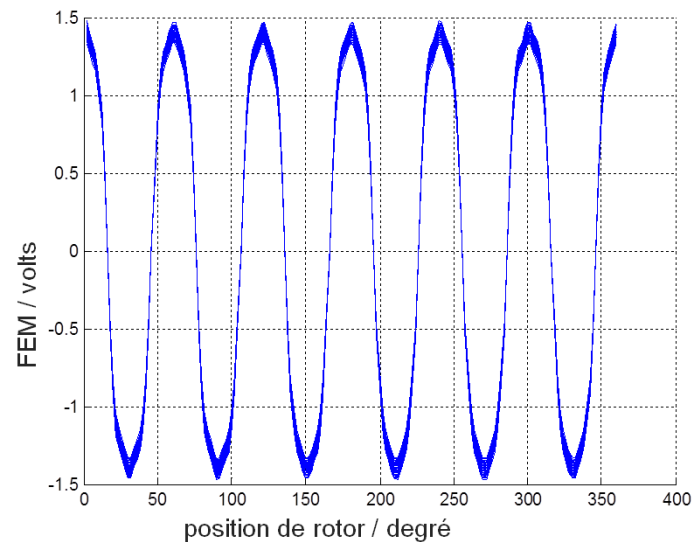


Figure 133 Evolution des 115 réalisations de la FEM prenant en compte la déformation du stator et de l'excentricité

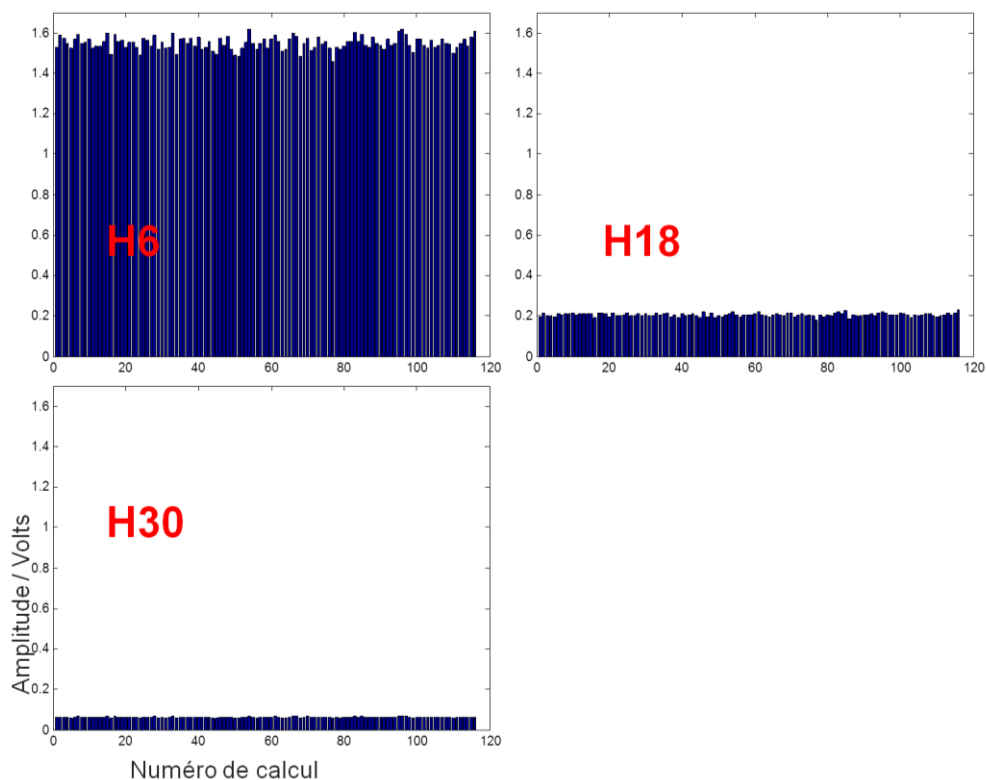


Figure 134 Les harmoniques de FEM

Tableau XXVIII Analyse des harmoniques de FEM

	H6	H18	H30
Moyenne (Volts)	1.54	0.207	0.062
écart-type	0.03	0.008	0.02
Coefficient de variation	2.0%	3.9%	3.8%

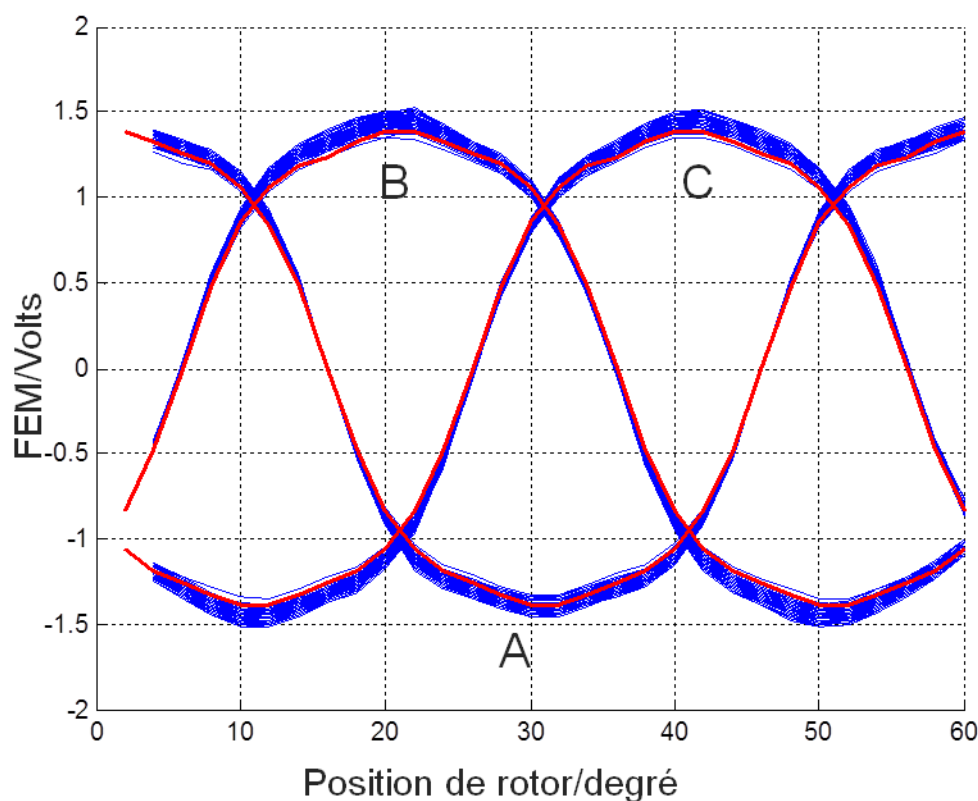


Figure 135 Evolution des 3 phases de la machine pour les différentes réalisations

La Figure 135 donne l'évolution des trois phases en fonction de la position du rotor. L'analyse statistique des amplitudes de l'harmonique 6 et des phases montre que la variabilité sur les FEM est très similaire à celle rencontrée dans le cas où on ne prend en compte que la déformation seule.

4.6.3.2 Etude du couple

Sur la Figure 136, on superpose les 115 formes de couple calculées comparées avec le couple de la machine idéale en rouge. En plus des harmoniques de rang 36 et 24, on voit apparaître de nouveau l'harmonique de rang 1 lié à l'excentricité mais aussi les harmoniques de rang 12 et 24 dus à la déformation du stator. Les amplitudes de ces harmoniques sont reportées sur la Figure 137 ainsi que les moments statistiques associés au Tableau XXIX. On constate que le coefficient de variation de l'harmonique 1 est le même que dans le cas où considère l'excentricité seule et de même pour les harmoniques 12 et 24 lorsque on considère la déformation du stator seule. On peut considérer qu'il y a pas sur le couple d'effet combiné des deux types d'imperfections. L'analyse de sensibilité concernant les harmoniques de rang 12 et 24 présentée sur le

Tableau XXX confirme bien ce fait puisque on retrouve bien que le paramètre le plus influent reste $h_6 \sin$ lié à la déformation du stator et que la contribution des autres paramètres (en particulier ceux liés à l'excentricité) reste négligeable.

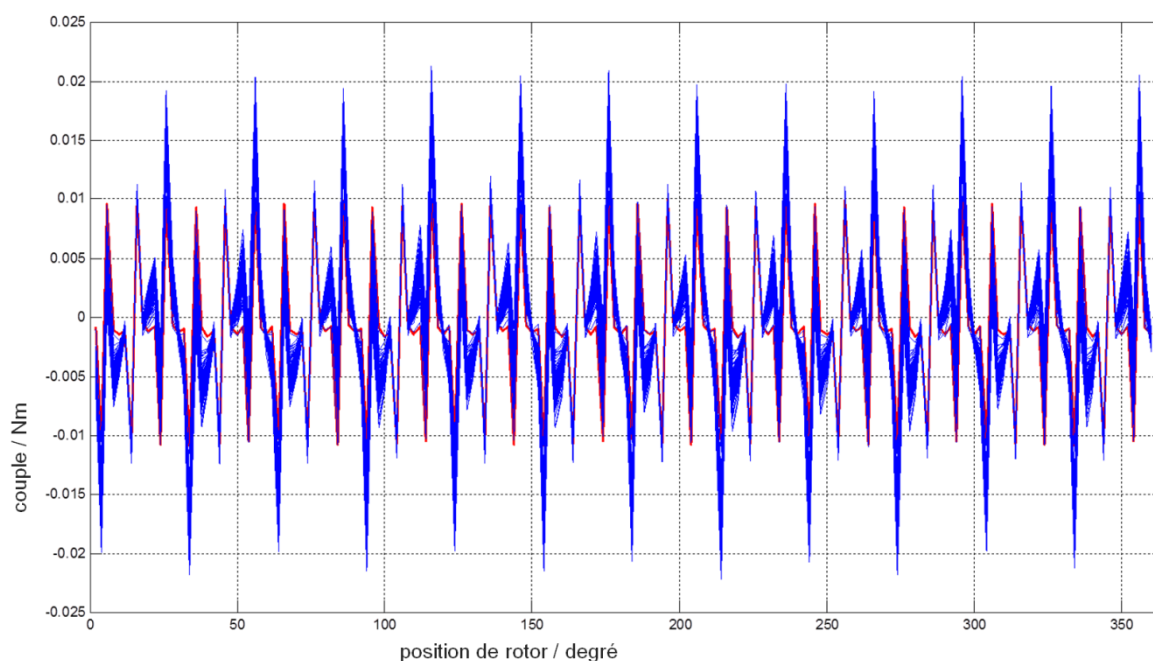
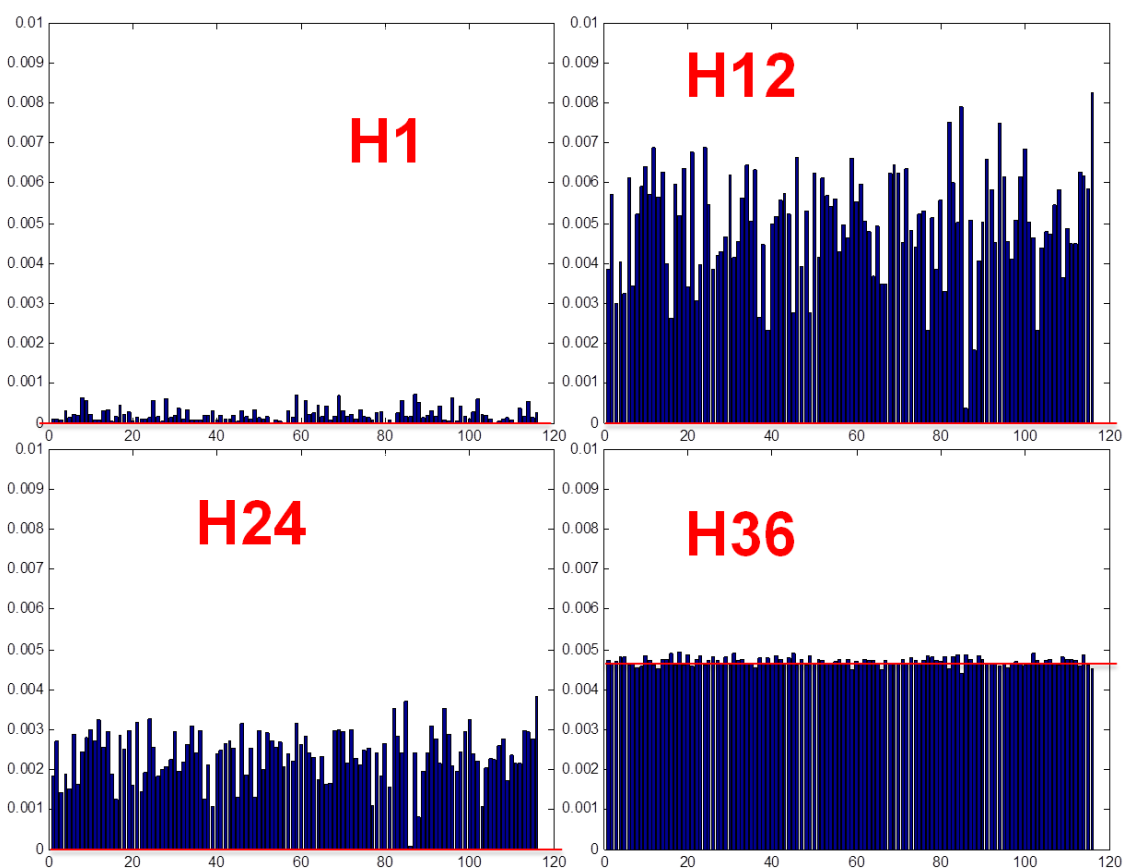


Figure 136 Déformation du stator et l'excentricité sur le couple



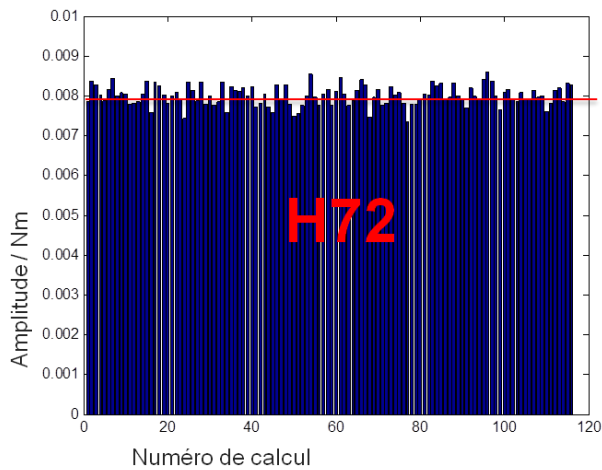


Figure 137 Les harmoniques des couples

Tableau XXIX Analyse des harmoniques du couple

	H1	H12	H24	H36	H72
moyenne	2.2e-004	0.005	0.0024	0.0047	0.008
écart-type	1.7e-004	0.0013	6.4e-004	1.02e-004	2.5e-004
taux	80%	27%	27%	2.2%	3%

Tableau XXX Indices de Sobol (%)

	α	sr	β_s	β_r	S0	S2sin	S2cos	S3sin	S3cos	S6sin
H12	0.01	0.08	0.001	0.001	1.9	0.07	0.08	0.03	0.02	96.9
H24	0.01	0.07	0	0	1.2	0.2	0.02	0.01	0.01	96.5

4.6.4 Synthèse

Pour synthétiser, le Tableau XXXI reprend les valeurs moyennes, les écart-types des harmoniques 6, 18, 30 de FEM en fonction des types de défauts pris en compte. Le Tableau XXXII montre les valeurs moyennes, les écart-types des harmoniques 1, 12, 24, 36 et 72 du couple avec les défauts des machines.

Tableau XXXI Les harmoniques de FEM

	Une centaine de simulations sur :	H6	H18	H30
moyenne	Excentricité(0.5A)	1.51	0.18	0.057
	Excentricité(4A)	4.09	0.6	0.28
	Déformation du stator(0.5A)	1.54	0.207	0.06
	Déformation du stator(4A)	4.08	0.67	0.27
	Excentricité+déformation du stator (0.5A)	1.55	0.21	0.06
écart-type	Excentricité(0.5A)	0.005	0.0014	8.54e-004
	Excentricité(4A)	0.003	0.0037	0.003
	Déformation du stator(0.5A)	0.03	0.0072	0.0013
	Déformation du stator(4A)	0.013	0.018	0.008
	Excentricité+déformation du stator (0.5A)	0.03	0.008	0.02
Coefficient de variation	Excentricité(0.5A)	0.3%	0.77%	1.5%
	Excentricité(4A)	0.07%	0.61%	1.1%
	Déformation du stator(0.5A)	1.9%	3.44%	2.1%
	Déformation du stator(4A)	0.3%	2.65%	2.9%
	Excentricité+déformation du stator (0.5A)	2%	3.9%	3.8%

Tableau XXXII Les harmoniques du couple

		H1	H12	H24	H36	H72
moyenne	Excentricité(0.5A)	1.9e-004			0.005	0.0078
	Excentricité(4A)	5.1e-004			0.056	0.089
	Déformation du stator(0.5A)		0.049	0.0023	0.0047	0.008
	Déformation du stator(4A)		0.024	0.011	0.055	0.09
	Excentricité+déformation du stator (0.5A)	2.2e-004	0.05	0.0024	0.0047	0.008
écart-type	Excentricité(0.5A)	1.3e-004			7.9e-005	5.18e-005
	Excentricité(4A)	3.3e-004			0.0011	4.29e-004
	Déformation du stator(0.5A)		0.0013	6.3e-004	8.66e-005	2.3e-004
	Déformation du stator(4A)		0.0067	0.0028	4.37e-004	0.0012
	Excentricité+déformation du stator (0.5A)	1.7e-004	0.0013	6.4e-004	1.02e-004	2.5e-004
Taux= écart- type/moy enne	Excentricité(0.5A)	69.7%			1.63%	0.66%
	Excentricité(4A)	63.8%			1.88%	0.48%
	Déformation du stator(0.5A)		27.4%	27.2%	1.83%	2.93%
	Déformation du stator(4A)		28.1%	27%	0.79%	1.29%
	Excentricité+déformation du stator (0.5A)	80%	27%	27%	2.2%	3%

Pour la FEM, les imperfections n'introduisent pas de nouveaux harmoniques et ont très peu d'effet sur la variabilité de l'amplitude des harmoniques. Par contre, nous avons pu noter que la déformation du stator introduit un déséquilibre au niveau des 3 phases.

Pour le couple, l'excentricité introduit un nouvel harmonique 1 dont l'amplitude reste faible. Par contre, les déformations du stator introduisent de nouveaux harmoniques 12 et 24 dont l'amplitude est du même ordre de grandeur que les harmoniques de rang 36 et 72. L'analyse de sensibilité a montré que ces harmoniques 12 et 24 étaient dues au paramètre d'entrée $h_0 \sin$ qui quantifie la déformation du stator liée au retrait de dent induit par le cordon soudure utilisé pour maintenir le paquet de tôles.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué l'approche probabiliste pour quantifier l'impact des imperfections introduit par le procédé de fabrication sur les performances d'une machine à griffes. Nous avons décrit en détail la démarche dans le cas de la machine à griffes. Cette approche met bien en évidence sur les grandeurs ciblées (FEM et couple à vide) que certaines imperfections comme l'excentricité ont peu d'effet alors que d'autres comme la déformation du stator impacte beaucoup plus. Il faut noter aussi que cette approche permet de mettre en évidence d'éventuels effets combinés même si ne n'a pas été le cas ici.

Conclusion et perspectives

Dans ce mémoire, nous avons présenté une méthodologie qui porte sur la quantification d'incertitudes, c'est à dire la prise en compte des incertitudes des paramètres d'entrée d'un modèle, leur propagation et l'analyse de l'impact de ces incertitudes sur les performances d'un dispositif. Cette méthodologie a été appliquée au cas d'un alternateur à griffes où on constate une dispersion sur les dimensions (excentricité d'formation de la surface intérieure du stator) due aux imperfections des procédés de fabrication. Ces imperfections peuvent avoir un caractère quasi systématique comme l'effet des 6 soudures sur la forme du stator quant à la forme globale (symétrie d'ordre 6) avec une part variable d'une machine à l'autre. La campagne de mesure a porté sur près de 50 machines électriques et 20 stators. Cette campagne de mesures montre que les écarts peuvent être reliés au procédé de fabrication au moins pour les plus significatifs. Elle a également permis de fixer les ordres de grandeur.

Ces écarts ont été modélisés. Il s'agit d'une modélisation géométrique pour l'excentricité et d'une analyse de Fourier pour la géométrie du stator. Une démarche importante a été de réduire le nombre de paramètres décrivant la géométrie de manière à pouvoir les propager à travers le modèle éléments finis 3D de l'alternateur. En effet, le nombre de simulations éléments finis, déjà lourde par elles-mêmes, peut croître très rapidement (voir exponentiellement) avec le nombre de paramètres d'entrée. Cette réduction est donc fondamentale pour éviter un temps de calcul rédhibitoire. Ainsi, on a réussi à réduire le nombre de paramètres d'entrée à 10 avec 6 paramètres pour le stator et 4 paramètres pour l'excentricité. Il faut noter que les paramètres obtenus ont, de plus, tous une signification géométrique facilitant ainsi les analyses.

L'approche probabiliste a été choisie pour propager les incertitudes. Les 10 paramètres ont donc fait l'objet d'une modélisation probabiliste visant à définir les lois de distributions associés. La campagne de mesures permet de faire des hypothèses rationnelles sur les lois de distributions plutôt que de supposer qu'il s'agit de lois normales ainsi que sur leur dépendance conduisant à des variables aléatoires soit indépendantes soit parfaitement corrélées.

Nous avons développé un modèle éléments finis 3D paramétrique de la machine à griffes permettant de prendre en compte les dispersions dimensionnelles et évaluer l'influence des grandeurs d'entrée (d'formation du stator, excentricité) sur les paramètres de sortie (la FEM, le couple). La méthode de propagation utilisée est basée sur une technique d'échantillonnage de type Hypercube Latin combinée avec une méthode d'approximation creuse. L'analyse de sensibilité globale a montré en particulier que l'excentricité du rotor avait peu d'effet sur les performances. Il faut signaler que cette conclusion n'est valable que dans le cas de l'excentricité introduite par l'assemblage du rotor et du stator considéré dans ce travail. Ainsi, un autre type d'assemblage pourrait conduire à une excentricité caractérisée par d'autres paramètres aléatoires, qui pourrait être beaucoup plus néfaste sur le comportement de la machine. Par ailleurs, l'analyse de sensibilité montre aussi que certains paramètres de la d'formation du stator comme les modes 6, 12 et 18 ont une influence non négligeable sur le couple et certains harmoniques de FEM. Les paramètres du modèle de d'formation du stator ayant une interprétation géométrique, il est possible de déterminer les procédés qui sont à

l'origine de la variabilité de paramètres. Par exemple, les modes 6,12 et 18 sont clairement liés à la ligne de soudure permettant le maintien de la tôle enroulée constituant le stator (procédé «slinky »). Cela permet de mieux cibler les actions de réduction de variabilité sur la chaîne de fabrication.

Perspectives

Pour la partie métrologie, il y aurait un intérêt à mesurer plusieurs types de machines électriques, en particulier si cela permet d'explorer plusieurs procédés de fabrication ou plusieurs types de conception. Cela permettrait d'améliorer notre compréhension du lien entre la conception, la fabrication et les écarts mesurés et modélisés. On pourrait alors envisager des propositions d'améliorations, par exemple, le nombre de soudure, les positions des soudures, les nombres de vis et les ordres d'assemblage des pièces afin d'améliorer les qualités du produit. Il y aurait également un intérêt à mener, pour une même machine, des plans d'expériences sur la fabrication, même si ce type de travail dans un contexte de production de masse est toujours délicat.

Dans le cadre de ce travail, il a été supposé que les paramètres du modèle géométrique décrivant les défauts étaient soit indépendants soit parfaitement corrélés. Des méthodes de propagation et d'analyse de sensibilité sont actuellement proposées dans la littérature permettant de prendre en compte les dépendances entre paramètres. Aussi, à court terme, on pourrait envisager de reprendre cette étude en appliquant ces nouvelles méthodes et évaluer la «plus-value » de la prise en compte de ces dépendances.

La variabilité qui a été prise en compte ici est dimensionnelle. Or, les performances des machines électriques sont intimement liées aussi aux caractéristiques des matériaux ferromagnétiques. Or, il a été montré aussi que, les procédés influençant fortement les caractéristiques des matériaux ferromagnétiques, celles-ci sont aussi dispersives. La prise en compte simultanée de la variabilité dimensionnelle et des caractéristiques des matériaux va conduire à un nombre de paramètres variables importants ce qui risque de conduire lors de la propagation des incertitudes à une explosion du nombre de simulation. Une méthodologie combinant l'expertise de l'ingénieur et des outils mathématiques avancés de propagation et d'analyse de sensibilité doit donc être mise en place.

Enfin, les défauts les plus influents étant déterminés, comme par exemple dans notre étude les modes de déformation 6,12 et 18 du stator, il serait intéressant de mettre en place des procédés de contrôle en ligne, ils pourraient être soit basés sur des techniques métrologiques soit basés sur des méthodes inverses consistant à mesurer des grandeurs électriques locales (par sonde de flux par exemple) soit globale (courant ou tension) puis à évaluer le défaut. Une première tentative a été effectuée dans le cadre de [78] où on relie la déformation du stator liée aux modes 6, 12 et 18 à un harmonique de FEM. La mesure de cet harmonique qui peut être effectuée sur un banc de test peut permettre d'évaluer la déformation du stator et donc l'acceptabilité de celle-ci.

Bibliographies

- [1] Z.Q Zhu, L.J Wu and M.L Mohd Jamil. "Distortion of back-EMF and torque of PM brushless machines due to eccentricity", IEEE Transactions on Magnetics, 49(8), pp.4927-4936, 2013
- [2] Hsieh, M.F., Yeh, Y.H. (2013). Rotor eccentricity effect on cogging torque of pm generators for small wind turbines. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 49, no.5, p. 1897-1900, 2012
- [3] K.-T. Kim, K.-S. Kim, S.-M. Hwang, T.-J. Kim, and Y.-H. Jung, "Comparison of magnetic forces for IPM and SPM motor with rotor eccentricity," IEEE Trans. Magnetics, vol. 37, no. 5, pp. 3448-3451, Sept. 2001.
- [4] Jover P.V, Belahcen A, Arkkio A, Laiho A, Antonino Daviu J.A, "Air-gap force distribution and vibration pattern of induction motors under dynamic eccentricity", J.Electr.Eng, 90, (3), pp.209–218, 2008
- [5] Belahcen A, "Losses in an eccentric rotor induction machine fed from frequency converter", Proc. 18th ICEM, Villamoura, Portugal, paper id 883, p.5, September 2008
- [6] R. N. Andriamalala, H. Razik, L. Baghli and F. Sargos "Eccentricity fault diagnosis of a dual-stator winding induction machine drive considering the slotting effects", IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 55, no. 12, pp.4238 -4251 2008
- [7] Shaoqu ZHENG, rapport du Master in KIMP, Modeling and inclusion of geometric uncertainties in the assessment of a stator, 2011
- [8] Sawatani, Kenji; Sano, Kenzo; Ootake, Shigeru, Stator Frame Deformation Problem in Large Diameter Hydro-Generators, Energy Conversion, IEEE Transactions on, Year: 1986, Volume: EC-1, Issue: 1, Pages: 33 - 38
- [9] Yamazaki, K.; Kato, Y. Iron Loss Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors by Considering Mechanical Stress and Deformation of Stators and Rotors, Magnetics, IEEE Transactions on, Year: 2014, Volume: 50, Issue: 2
- [10] Azuaje, C.; Millan, A. Stator Deformation of Large Hydrogenerators and Its Effects on the Machines, Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2006. TDC '06. IEEE/PES, Year: 2006, Pages: 1 - 5
- [11] Cao, Y.; Yu, L.; Jia, H. Rotor mechanical stress and deformation analysis of coreless stator axial-flux permanentmagnet machines, Magnetics Conference (INTERMAG), 2015 IEEE, Year: 2015, Pages: 1 - 1
- [12] GUM, Evaluation of measurement data - Guide to the expression of uncertainty in measurement, JCGM 100:2008
- [13] GUM, Evaluation of measurement data - Supplement 1 to the "Guide to the expression of uncertainty in measurement" - Propagation of distributions using a Monte Carlo method, JCGM 101:2008
- [14] E. de Rocquigny, EDF R&D, Incertitudes, risques et environnement, quelques problèmes mathématiques pour un industriel, SMAI – 7ème Rencontres Math-Industrie « Mathématiques et Environnement » 2007
- [15] Beddek, K.; Clénet, S.; Moreau, O.; Le Menach, Y., Solution of Large Stochastic Finite Element Problems Application to ECT-NDT, IEEE Transactions on Magnetics, 49:5, pp. 1605-1608, 2013

-
- [16] Beddek, K.; Clenet, S.; Moreau, O.; Costan, V.; Le Menach, Y.; Benabou, A.; Adaptive method for non-intrusive spectral projection application on a stochastic eddy current NDT problem, *IEEE Transactions on Magnetics*, 48:2, pp. 759-762, 2012
- [17] Gaignaire, R.; Scorretti, R.; Sabariego, R.V.; Geuzaine, C, Stochastic Uncertainty Quantification of Eddy Currents in the Human Body by Polynomial Chaos Decomposition, *IEEE Transaction on Magnetics*, 48:2, pp. 451454, 2012
- [18] Gaignaire, R.; Crevecoeur, G.; Dupree, L.; Sabariego, R.V.; Dular, P.; Geuzaine, C., Stochastic Uncertainty Quantification of the Conductivity in EEG Source Analysis by Using Polynomial Chaos Decomposition *IEEE Transaction on Magnetics*, 46:8, pp. 34573460, 2010
- [19] Deryckere, J.; Masschaele, B.; De Gersem, H.; Steyaert, D., Stochastic Response Surface Method for Dimensioning Accelerator Cavities, *OIPE 2012, Gent (Belgium)*, 2012
- [20] Schmidt C.; Flisgen T.; Heller T.; Van Rienen U., Comparison of techniques for uncertainty quantification of superconducting radio frequency cavities, *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications 2014 (ICEAA 2014)*, pp. 117-120, 2014
- [21] Mac, H.; Clenet, S.; Zheng, S.; Coorevits, T.; Mipo, J.C., On the geometric uncertainties of an electrical machine : stochastic modeling and impact on the performances, *COMPUMAG 13, Budapest (Hungary)*, 2013
- [22] Offermann, P.; Mac, H.; Nguyen, T.T.; Clenet, S.; De Gersem, H.; Hameyer, K., Uncertainty quantification and sensitivity analysis in electrical machines with stochastically varying machine parameters, *CEFC 14, Grenoble (France)*, 2014.
- [23] Serge Samper. Tolérancement et analyse des structures au service des systèmes souples et du défaut de forme. *Université de Savoie*, 2007
- [24] Serge Samper, Max Giordano. Simultaneous analysis method for tolerancing flexible mechanisms *Kluwer academic publishers*, 2003, pp. 127-134
- [25] Jean-Philippe Petit, Serge Samper. Tolerancing analysis and functional requirement, *IDMME'2004, Apr 2004, BATH, United Kingdom*. pp.ISBN 1857901290, 2004
- [26] Serge Samper, Fabien Formosa. Form defects tolerancing by natural modes analysis. *Journal of Computing and Information Science in Engineering, American Society of Mechanical Engineers (ASME)*, 2007, 7 (1), pp. 44-51.
- [27] G. Ameta, Serge Samper, Max Giordano. Comparison of spatial math models for tolerance analysis: tolerance-maps, deviation domain and TTRS. *Journal of Computing and Information Science in Engineering, American Society of Mechanical Engineers (ASME)*, 2011, 11 (2), pp.NC.
- [28] Max Giordano, Eric Pairel, Serge Samper. Chapter 7: Tolerance analysis and synthesis, method of domains. F. Villeneuve & L. Mathieu. *Geometric tolerancing of products*. ISTE Ltd and John Wiley&Sons, Inc., pp. 151-180, 2010
- [29] LILYA BOUARROUDJ, Thèse de l'INPG, Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes- Application au domaine automobile, 2005
- [30] A. Ibala and A. Masmoudi, 2010 "Accounting for the Armature Magnetic Reaction and Saturation Effects in the Reluctance Model of a New Concept of Claw-Pole Alternator," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 46, No. 11, pp. 3955-3961, November

-
- [31] Y. Shen, Z. Q. Zhu, J. T. Chen, R. P. Deodhar and A. Pride. 2013 "Analytical modelling of claw-pole stator SPM brushless machine having SMC stator core". IEEE Transactions on Magnetics, 49(7), pp.3830-3833
- [32] Bao X. Wang Q. and Ni Y. 2005 "Modelling and Optimization of the Claw Pole Alternator based on Support Vector Machines and Chaos". In proceedings of Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, (Aug). 4012-4016.
- [33] Wang Qunjing, Ma Fei, Jiang Weidong, et al. 2002 "The analysis and calculations on 3-dimensional field and inductances of a claw-pole alternator under no load condition[J]". Proceedings of the CSEE, 22(1):38-42.
- [34] Pillai K.P.P. Idiculla M.K and Nair A.S. 2005."Frequency Spectrum of the Generated Voltage of Claw Pole Automotive Alternators on No Load" In proceedings of International Conference on Power Electronics and Drives. (Kuala Lumpur, Nov 28 – Dec 1) IEEE, 726-729.
- [35] Lim, S. B., Jung, D.S., Kim, K.C., Koo, D.H., Lee, J. 2007 "Characteristic analysis of permanentmagnet- type stepping motor with claw poles by using 3 dimensional finite element method". IEEE Transactions on Magnetics, vol. 43, no. 6, p. 2519-2521
- [36] Hattori, T., Suzuki, Y., Yamada, T. 2008 "Analysis of permanent magnet type stepping motor with claw poles using electromagnetic field analysis". International Conference on Electrical Machines and Systems, Wuhan, p. 3539-3543.
- [37] S. H. Lee, S. O. Kwon, J. J. Lee, and J. P. Hong, 2009 "Characteristic Analysis of Claw-Pole Machine Using Improved Equivalent Magnetic Circuit", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No. 10, pp. 4570-4573, Octobre
- [38] A. Ibala, 2011, Elaboration and validation of the MECs of different claw pole machines (in French), PhD Thesis, Sfax Engineering School, Sfax, Tunisia
- [39] Finken, T.; Hameyer, K.; , 2008 "Study of Hybrid Excited Synchronous Alternators for Automotive Applications Using Coupled FE and Circuit Simulations", Magnetics, IEEE Transactions on , vol.44, no.6, pp.1598-1601, June
- [40] Y. Huang 2007 "Design and analysis of a high-speed claw pole motor with soft magnetic composite core", IEEE Trans. Magn., vol. 43, no. 6, pp.2492 -2494
- [41] L. Li, A. K. Lebouc, A. Foggia, and J. C. Mipo, 2010 "Influence of magnetic materials on claw pole machines behavior", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 46, no. 2, pp. 574-577
- [42] Ebrahimi, B.M. "Static-, Dynamic-, and Mixed-Eccentricity fault diagnoses in Permanent-magnet synchronous motors", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, pp.4727-4739, Nov. 2009
- [43] Z.Q Zhu, L.J Wu and M.L Mohd Jamil. 2013 "Distortion of back-EMF and torque of PM brushless machines due to eccentricity", IEEE Transactions on Magnetics, 49(8), pp.4927-4936
- [44] Hsieh, M.F., Yeh, Y.H. 2012 "Rotor eccentricity effect on cogging torque of pm generators for small wind turbines", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 49, no.5, p. 1897-1900, 2012
- [45] K.-T. Kim, K.-S. Kim, S.-M. Hwang, T.-J. Kim, and Y.-H. Jung, 2001 "Comparison of magnetic forces for IPM and SPM motor with rotor eccentricity", IEEE Trans. Magnetics, vol. 37, no. 5, pp. 3448-3451, Sept.

-
- [46] Bruno Akihiro Tanno Iamamura, Contribution à la détection de défauts dans les rotors des turboalternateur, thèse de l'université lille 1, 2011
- [47] Jover P.V, Belahcen A, Arkkio A, Laiho A, Antonino Daviu J.A, 2008 "Air-gap force distribution and vibration pattern of induction motors under dynamic eccentricity", J.Electr.Eng, 90, (3), pp.209–218
- [48] Belahcen A, 2008 "Losses in an eccentric rotor induction machine fed from frequency converter", Proc. 18th ICEM, Villamoura, Portugal, paper id 883, p.5, September
- [49] R. N. Andriamalala , H. Razik , L. Baghli and F. Sargos 2008 "Eccentricity fault diagnosis of a dual-stator winding induction machine drive considering the slotting effects", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 12, pp.4238 -4251
- [50] Krings, A. ; Nategh, S. ; Wallmark, O. ; Soulard, J. Influence of the welding process on the magnetic properties of a slot-less permanent magnet synchronous machine stator core , Electrical Machines (ICEM), 2012 International Conference, pp 1333-1338, 2-5 Sept. 2012
- [51] A. Schoppa, J. Schneider, J.-O. Roth, Influence of the cutting process on the magnetic properties of non-oriented electrical steels, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volumes 215–216, 2 June 2000, Pages 100–102
- [52] K.Y.Jung, Z.Ren, H.S.Yoon, C.S.Koh, Measurement of stator core loss of an induction motor at each manufacturing process, J.Electr. Eng. Technol, vol. 9, No. 4, pp. 1309-1314, 2014
- [53] Rindra RAMAROTAFIKA, Modélisation stochastique de la variabilité des propriétés magnétiques des matériaux ferromagnétiques : Application sur des stators de machines électriques. Thèse de doctorat, Arts et Métier ParisTech, 2012
- [54] G. Ombach, J. Junak: "Design of PM Brushless Motor Taking into Account Tolerances of Mass Production - Six Sigma Design Method", 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record 2007
- [55] Vincent Ramet, Les procédés de fabrication de l'alternateur, Documents VALEO, 2013
- [56] Shaoqu ZHENG, rapport du Master in KIMP, Modeling and inclusion of geometric uncertainties in the assessment of a stator, 2011
- [57] Thierry COOREVITS, (1990). "Contribution au développement des techniques d'autocalibrage appliquées aux machines à mesurer tridimensionnelles" Thèse de Doctorat, ENSAM No90. ENAM. 0003.
- [58] Thierry COOREVITS, Nicolas ROUSSET, Florian SYLVESTRE, (2004) "Raccordement en métrologie des engrenages cylindriques droits: méthodologie sur Machine à Mesurer Tridimensionnelle" – Proceedings – Congrès International de métrologie
- [59] Thierry COOREVITS, Nicolas ROUSSET, Rénald VINCENT, (2004) "Incertitudes sur Machine à Mesurer Tridimensionnelle : Pièce et Méthode" – Proceedings – Congrès International de métrologie
- [60] Thierry COOREVITS, Jean-Marie DAVID, (2001) - Incertitudes de mesures sur machines à mesurer tridimensionnelles: approche par une méthode de Monte Carlo. Proceedings - Congrès International de Métrologie.
- [61] R. SCHULTSCHIK, (1977). "The Components of the Volumetric Accuracy" Annals of the CIRP Vol.25/1/1977, pp. 223-228.

-
- [62] T.C. GOODHEAD, P.F. MCGOLDRICK, J.J. CRABTREE, (SEPTEMBRE 1977). "Automatic detection of and compensation for alignment errors in machine tool slideways". Proceedings of the eighteenth machine tool design and research conference – Londres.
- [63] R. HOCKEN, J. A. SIMPSON, B. BORCHARDT, J. LAZAR, C. REEVE, P. STEIN, (1977). "Three Dimensional metrology". Annals of the CIRP Vol. 26/2/1977, 403-408.
- [64] P. BOURDET, (1987) "Contribution à la mesure tridimensionnelle: modèle d'identification géométrique des surfaces, Métrologie fonctionnelle des pièces mécaniques, Correction géométrique des machines à mesurer tridimensionnelles" – Thèse de doctorat université de Nancy 1.
- [65] J. NI, S. M. WU, (1993). "An On-Line Measurement Technique for Machine Volumetric Error Compensation" – Journal of Engineering for Industry, Vol. 115, 85-92.
- [66] J. S. CHEN, J.X. YUAN, J. NI, S.M. WU, (1993). "Real-time Compensation for Time-variant Volumetric Errors on a Machining Center"– Journal of Engineering for Industry, Vol. 115, 472-479.
- [67] Ahmad K. ELSHENNAWY, Inyong HAM, (1990). "Performance Improvement in Coordinate Measuring Machines by Error Compensation"- J. Manuf. Syst., Vol.9, No. 2, 151-158.
- [68] K. J. LENZ, W. MERZENICH, (1988). "Achievement of accuracy by error compensation of large CMMs" – Butterworth & Co, Vol. 10, No. 4
- [69] Norme Française AFNOR NF E 11-151, Décembre 2003 - "Spécification géométrique des produits (GPS)–Machines à mesurer tridimensionnelles à portique–Représentation des corrections de géométrie".
- [70] TRAPET, E., J.-J. A. MARTIN, et al. (2006). "Self-centering probes with parallel kinematics to verify machine-tools." Precision Engineering 30: 165-179
- [71] Adam WOZNIAK, Marek DOBOSZ, (2003). "Metrological feasibilities of CMM touch trigger probes. Part I: 3D theoretical model of probe pretravel" Measurement 34 (2003) 273-286.
- [72] ASTON, R. A. E., J. DAVIS, et al. (1997). "Forced touch-down: a customer's further examination of a touch trigger probe." International Journal of Machine Tools & Manufacture 37(10): 1383-1392.
- [73] R. A. E. ASTON, Jim DAVIS, et al. (1997). "a probing question: a customer's investigation into the directional variability of a coordinate measuring machine touch trigger probe." International Journal of Machine Tools & Manufacture 37(10):1375-1382.
- [74] Clive BUTLER, (1991). "An investigation into the performance of probes on coordinate measuring machines" – Industrial Metrology 2 (1991) 59-70.
- [75] CAUCHICK-MIGUEL, P. A. and T. G. KING (1998). "Factors which influence CMM touch trigger probe performance." International Journal of Machine Tools & Manufacture 38(4): 363-374.
- [76] Adam WOZNIAK, Marek DOBOSZ, (2005). "Influence of measured objects parameters on CMM touch trigger probe accuracy of probing" Precision Engineering 29 (2005) 290-297.
- [77] Joël LE ROUX, livre, La transformée de Fourier et ses applications

-
- [78] Nicolas Hagen, la corrélation entre la déformation du stator et la vibration, le bruit acoustique, stage Valeo, 2015
- [79] B. Sudret, and Der Kiureghian, Stochastic Finite Elements and reliability: A state-of-the-art report, University of California, Berkeley, Report UCB/SEMM-2000-08, 2000
- [80] Ghanem, R.; Spanos, P.D, Stochastic Finite Elements: A spectral approach, Dover, New York, 2003
- [81] Le Maitre, O.; Knio, O.M., Spectral Methods for Uncertainty Quantification with Applications to Computational Fluid Dynamics, Springer Series Scientific Computation
- [82] Deryckere, J.; Masschaele, B.; De Gersem, H.; Steyaert, D.; Stochastic Response Surface Method for Dimensioning Accelerator Cavities, OIPE 2012, Gent (Belgium), Sept 2012
- [83] Ferber, M.; Vollaie, C.; Krahenbuhl, L.; Vasconcelos, J.; Adaptive Unscented Transform for Uncertainty Quantification in EMC Large-Scale Systems, OIPE 2012, Gent (Belgium), Sept 2012
- [84] Hulsmann T., Bartel A., Shops S., De Gersem H., Simulation of Inrush Currents, CEFC 2012, Oita (Japan), Nov 2012
- [85] Drissaoui, A.; Lanteri, S.; Lévêque, P.; Musy, P.; Nicolas, L.; Perrussel, R.; Voyer, D., A Stochastic Collocation Method Combined With a Reduced Basis Method to Compute Uncertainties in Numerical Dosimetry, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 48, N. 2, 2012, pp 563-566
- [86] Voyer, D.; Musy, F.; Nicolas, L.; Perrussel, R., Probabilistic methods applied to 2D electromagnetic numerical dosimetry, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 27, N. 3, 2008, pp. 651-667
- [87] Chauviere, C.; Hesthaven J.S.; Lurati, L., Computational modeling of uncertainty in time domain electromagnetism, SIAM J. Sci. Comput., Vol. 28, No. 2, pp. 751-775.
- [88] Ida, N., Bastos, J.P.A., 1997. Electromagnetics and Calculation of Fields. Springer-Verlag New York. James, J.F., 2011. A student's guide to Fourier Transforms with Applications in Physics and Engineering, Third Edition. ed. Cambridge university press.
- [89] Hung Duc Mac, Résolution numérique en électromagnétisme statique de problèmes aux incertitudes géométriques par la méthode de transformation : Application aux machines électriques, Thèse de doctorat, ENSAM, 2012
- [90] José Labarere, Tests paramétriques de comparaison de 2 moyennes, Université Joseph Fourier (UJF) Grenoble 1, 2013
- [91] S. Clénet, "Uncertainty quantification in computational electromagnetics : the stochastic approach", ICS Newsletter, March 2013
- [92] T.T. Nguyen, D.H. Mac, S. Clénet, " Non intrusive uncertainty quantification method for models with a high number of parameters - Application to a magnetoelectric sensor", Compumag 2015, Montreal, Canada
- [93] S. Liu, S. Clénet, T. Coorevits, J.C. Mipo, "Influence of the stator deformation on the behavior of a claw-pole generator", ICEMS 2014

Prise en compte des incertitudes dimensionnelles introduites par les procédés de fabrication dans les modèles numériques de machines électriques

Résumé : Les procédés de fabrication, du fait de leurs imperfections, conduisent à des dispersions des dimensions par rapport au nominal ainsi qu'à une variabilité de celles-ci d'un produit à un autre. Pour les machines électriques, ces imperfections peuvent conduire à des excentricités entre le rotor et le stator ou à des déformations de la surface intérieure du stator (défaut de forme). Dans la littérature, les travaux se focalisent surtout sur l'étude des effets néfastes dus à l'excentricité et pas sur les défauts de forme. De plus, ces travaux sont souvent basés sur une approche déterministe négligeant la variabilité qui peut apparaître dans le cas de la production de masse. L'objectif de la thèse est donc de mettre en place une méthodologie basée sur une approche probabiliste permettant de quantifier l'effet des imperfections des procédés de fabrication sur la géométrie d'une machine électrique et d'en évaluer l'impact sur les performances. Pour cela, une campagne de mesures dimensionnelles a été effectuée sur 50 machines électriques permettant de caractériser les principaux défauts comme l'excentricité et la déformation de la surface intérieure du stator. Des modèles probabilistes de ces défauts ont été proposés permettant de prendre en compte leur variabilité. L'utilisation d'un modèle numérique de la machine électrique combiné avec des techniques d'approximation creuse ont permis d'évaluer l'influence de ces défauts sur les grandeurs d'intérêt comme la FEM ou le couple.

Mots clés : alternateur à griffes, métrologie, procédés de fabrication, déformation du stator, excentricité, quantification d'incertitudes, analyse de sensibilité

Consideration of dimensional uncertainties introduced by the manufacturing processes in the numerical models of electrical machines

Abstract : Due to their imperfections, manufacturing processes lead to deviations on the dimensions which are not equal to their nominal value and as well as a variability on the dimensions from one product to another in the case of mass production. For electrical machines, these imperfections can cause an eccentricity between the rotor and the stator or shape default like the deformation of the inner surface of the stator. In the literature, research focuses mainly on the study of detrimental effects due to the eccentricity but not on shape default. In addition, this research is often based on a deterministic approach neglecting the variability that can arise especially in mass production. The aim of the thesis is to develop a methodology based on a probabilistic approach to quantify on the performances of an electrical machine the effect of imperfections of manufacturing processes on the geometry. First, a campaign of measurements was performed on 50 electrical machines for characterizing the main defaults such as the eccentricity and the deformation of the inner surface of the stator. Probabilistic models of these defaults have been proposed for taking into account their variability. A numerical model of the electrical machine combined with sparse approximation techniques were used to quantify the influence of these defaults on quantities of interest such as EMF or torque.

Keywords : claw-pole alternator, metrology, manufacturing processes, stator deformation, eccentricity, uncertainties quantification, sensitivity analysis